

# SONDERDRUCK

---

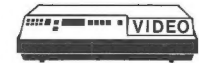
aus  
GRUNDIG  
Technische Informationen  
Heft 1/2-'81  
Heft 3-'81  
Heft 5/6-'81

*Aufbau und Schaltungstechnik  
des GRUNDIG-Videorecorders  
VIDEO 2x4 super*



# Grundzüge der Videokopf-Technologie

## Mechanische Präzision an 1,2 mm<sup>3</sup> Einkristall-Ferrit



Den nachfolgenden Beitrag entnehmen wir der Zeitschrift **rme** 12/1980. Wir bedanken uns an dieser Stelle für die erteilte Nachdruckgenehmigung.

Der Autor ist Mitarbeiter des Entwicklungslabors der Grundig AG.

### Allgemeines

Die magnetische Bildaufzeichnung befindet sich gegenwärtig im Stadium einer expansiven Entwicklung. Während vor einigen Jahren Videorecorder beinahe nur in professionellen und semiprofessionellen Bereichen (Rundfunkanstalten, Schulen, Industrie...) eingesetzt wurden, konzentrieren sich heute die Bemühungen auf den breiten Markt der Heimgeräte. Dabei spielen neben dem Preis die technische Zuverlässigkeit sowie die Bildqualität eine entscheidende Rolle. Für beides und besonders für die Bildqualität des Videorecorders ist die Herstellungstechnologie des Videokopfes von großer Bedeutung. Da es sich beim Videokopf um ein Schlüsselbauteil handelt, fertigen fast alle Hersteller von Videorecordern die Videoköpfe im eigenen Haus. So hat auch Grundig für das Gerät Video 2 X 4 in der System-Norm Video 2000 einen eigenen Videokopf entwickelt.

### 1. Materialeigenschaften

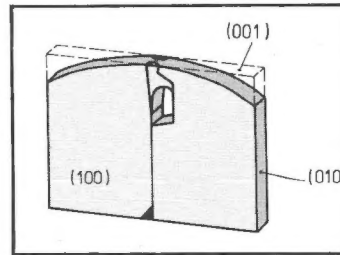
Das Ausgangsmaterial zur Herstellung des Videokopfes wird bestimmt durch die Anforderungen, welche an dieses Bauteil gestellt werden:

- Hohe Permeabilität als Voraussetzung für gute magnetische und elektrische Eigenschaften
- Standfestigkeit gegenüber Bandabrieb für eine hohe Lebensdauer
- Geringes Materialrauschen zur Erhöhung der Bildqualität
- Gute mechanische Verarbeitbarkeit des Materials zur Minimierung des Ausschusses in den einzelnen Fertigungsschritten
- Möglichst geringe Porosität zur Vermeidung von Verschmutzungen des Kopfspiegels durch Bandabrieb, besonders im Bereich des Nutzpalt

Als optimaler Kompromiß zur Erfüllung aller vorgenannten Anforderungen wird in jüngerer Zeit fast ausschließlich einkristallines Mangan-Zink-Ferrit eingesetzt. Im Gegensatz zu polykristallinem Ferrit, das sich aus ungeordneten Subkristallen zusammensetzt, muß man sich beim einkristallinen Ferrit entscheiden, in welche Richtungen die Flächen des Videokopfes orientiert sein sollen. Die Orientierung der Kopfflächen beeinflusst

- die mechanische Bearbeitbarkeit des Kristalls
- die Verschleißfestigkeit des Kopfes gegen Bandabrieb
- die elektrischen Eigenschaften des Kopfes

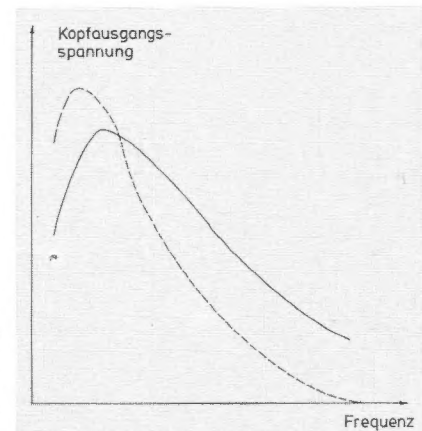
Eine einheitliche Meinung, welche Orientierung für den Videokopf am geeignetsten wäre, hat sich bislang noch nicht gebildet. In **Bild 1** ist als Beispiel die Orientierung der Videokopfflächen dargestellt, wie sie derzeit bei unserem Recorder Video 2 X 4 zur Anwendung kommt.



**Bild 1** Eine Möglichkeit der Orientierung von Videokopfflächen: beim Grundig-Videokopf liegen die Flächen des quaderförmigen Ausgangsmaterials in der (100)-Ebene oder senkrecht dazu.

Die Einkristalle werden nach einem Tiegelschmelzverfahren (zum Beispiel nach Bridgman) hergestellt. Dabei entstehen zylindrische Kristallstäbe mit Durchmessern bis zu 50 mm und Längen bis zu 600 mm. Aus wirtschaftlichen Gründen (minimaler Verschnitt) muß bereits bei der Züchtung die Orientierung der späteren Kopfflächen berücksichtigt werden. Man erreicht dies durch Orientierung des Keimkristalls.

Durch zusätzlichen Einbau anderer Elemente in das Mn-Zn-Gitter kann man Materialparameter modifizieren. So läßt sich beispielsweise durch Zusatz von Zinn das materialbedingte Rauschen reduzieren sowie der Frequenzgang der Kopfausgangsspannung verändern (Beispiel in **Bild 2**). In Tabelle 1 sind typische physikalische Eigenschaften eines bei uns zum Einsatz kommenden Mn-Zn-Einkristall-Ferrites dargestellt.



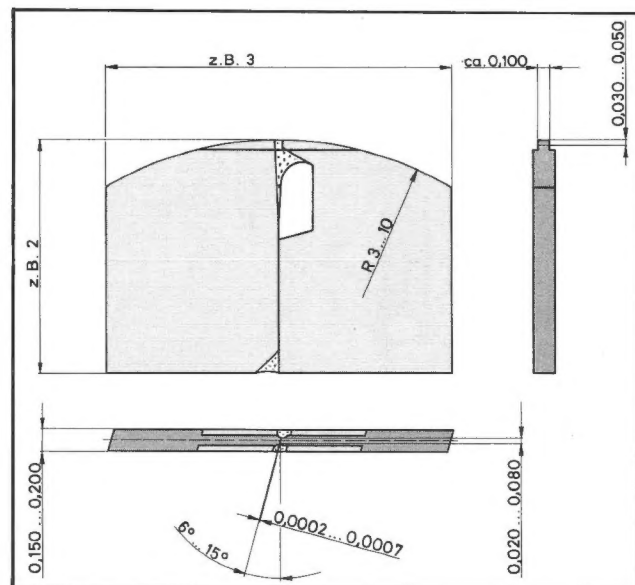
**Bild 2** Qualitativer Frequenzgang der Kopfausgangsspannung von Videoköpfen ohne (---) und mit etwa 4 Gewichtsprozent Zinn (—).

Physikalische Größe	Wert	Dimension
Anfangspermeabilität bei 1 MHz	$\mu_{01} > 1200$	
bei 5 MHz	$\mu_{05} > 400$	
Sättigungsinduktion bei $H = 800 \text{ A/m}$	$B_s > 4300$	Gauss
Koerzitivkraft	$H_c < 5$	A/m
spezifischer Widerstand	$\rho \approx 1$	$\Omega \cdot \text{cm}$
Curie-Temperatur	$T_c > 160$	$^{\circ}\text{C}$
Vickers-Härte	$H_v > 650$	kp/mm <sup>2</sup>
Thermischer Ausdehnungskoeffizient	$\alpha \approx 10 \cdot 10^{-6}$	$^{\circ}\text{C}^{-1}$

**Tab. 1** Typische physikalische Werte eines beim Grundig Recorder Video 2X4 eingesetzten Mangan-Zink-Ferrits

## 2. Dimensionierung des Videokopfes

Erhöhte Aufzeichnungsdichte und verbesserte Bildqualität haben die Anforderungen an die Videokopftechnologie stark wachsen lassen. Es ergeben sich folgende Kopfparameter, **Bild 3**:



**Bild 3** Beispiel für Dimensionierungen des Videokopfes, Maße in mm.

### 2.1 Spurbreite

Die Spurbreiten liegen derzeit bei Heimvideorecordern je nach Norm zwischen 20 µm und 80 µm. Da die Köpfe mit derartigen Dicken mechanisch instabil wären, wählt man die Kopfkörperbreite größer (etwa 150–200 µm) und sieht im Spaltbereich eine der Spurbreite entsprechende Einengung vor.

### 2.2 Spaltbreite

Aus physikalischen Gründen muß die Breite des Arbeitspaltes im Videokopf deutlich kleiner sein als die kürzeste aufzuzeichnende Bandwellenlänge  $\lambda_{\min}$ . Diese bestimmt sich nach der Gleichung

$$\lambda_{\min} = \frac{V_r}{f_{\max}}$$

Hierbei ist:

$V_r$  = Relativgeschwindigkeit zwischen Band und Kopf

$f_{\max}$  = Höchste aufzuzeichnende Frequenz

In der Praxis wählt man die Spaltbreite etwa  $0,5 \lambda_{\min}$ . Bei den derzeit üblichen Betriebsparametern ergeben sich dabei Spaltbreiten im Bereich von 0,2 µm bis 0,7 µm. Je weniger die Spaltbreiten von ihrem Sollwert abweichen, desto geringer ist auch die Streuung der elektrischen Ausgangssignale als Funktion der aufgezeichneten Frequenz. Die Spaltbreitentoleranzen liegen deshalb meist deutlich unter 0,1 µm, im Falle des Video 2 X 4 bei  $\pm 0,03 \mu\text{m}$ . Zur Kontrolle derart schmaler Spalte sowie zur Beurteilung der mechanischen Spaltkantenqualität sind Lichtmikroskope nur mehr bedingt geeignet. Man verwendet deshalb hier immer mehr die höher auflösenden Raster-Elektronenmikroskope (REM).

### 2.3 Spalthöhe

Für eine höhere Lebensdauer ist eine große Spalthöhe vorteilhaft. Dagegen sollte zur Erzeugung möglichst starker Streufelder der magnetische Widerstand des Spaltes selbst groß sein. Dies kann man unter anderem durch

Minimierung der Spaltfläche, also bei gegebener Spurbreite durch Verringerung der Spalthöhe erreichen. Als Kompromiß wählt man heute Spalthöhen von etwa 30 µm bis 50 µm und erzielt mit hinreichend glatten CrO<sub>2</sub>-Bändern Kopf-Lebensdauern von weit über 2000 Betriebsstunden.

### 2.4 Kopfspiegel

Die Gestaltung des Kopfspiegels (Lauffläche des Magnetbandes auf dem Kopf) bestimmt die Güte des Band/Kopf-Kontaktes. Die technologische Aufgabe liegt hierbei darin, die Lauffläche während des Herstellungsprozesses so zu gestalten, wie sie das Band nach langer Betriebszeit formen würde. Auf diese Weise erspart man sich teure Einlaufzeiten bei der Gerätefertigung. Zur weiteren Verbesserung des Band/Kopf-Kontaktes kann man die Lauffläche begrenzen, also die Stärke des Kopfes (ca. 200 µm) im Spaltbereich auf etwa 100 µm reduzieren. Dadurch erhöht sich der Flächendruck des Bandes auf den Kopf. Wichtig bei der Gestaltung des Kopfspiegels ist schließlich, daß der Spalt exakt am Kulminationspunkt der Kopfspiegelkrümmung zu liegen kommt. Hier bringen nur wenige µm tangentialer Verschiebung bereits spürbare Signalverluste wegen schlechten Spalt/Band-Kontaktes.

### 2.5 Azimut

Zur Erhöhung der Aufzeichnungsdichte ist man beim Schrägspur-Aufzeichnungsverfahren (Helical Scan) weitgehend dazu übergegangen, die Videospuren dicht auf dicht (ohne Rasen) oder überlappend zu schreiben. Das setzt voraus, daß die beiden auf dem rotierenden Kopfrad angebrachten Köpfe unterschiedliche Spaltneigung besitzen. Abhängig vom Aufzeichnungsstandard liegen diese Neigungen zwischen 6 Grad und 15 Grad. Zur Sicherstellung der Austauschbarkeit innerhalb des Standards muß der Azimutwinkel bei der Kopfherstellung sehr exakt eingehalten werden (kleiner als 10 Winkelminuten).

## 3. Herstellungsprozeß

### 3.1. Herstellung des Ausgangsformats

Aus dem gezogenen Ferritstab werden zunächst in mehreren Schritten quaderförmige Blöcke gesägt. Die Blöcke müssen unter Berücksichtigung der für die späteren Videokopf-Flächen geforderten Kristallorientierungen gesägt werden.

### 3.2. Läppen der Spaltebene

Dieser Arbeitsgang ist bereits entscheidend für die elektrische Qualität des Videokopfes. Da es sich bei der Herstellung der Ausgangs-Blöcke um grobe Sägeprozesse handelt, sind alle Schnittflächen sehr rau und uneben. In der mikroskopischen Betrachtungsweise bedeutet dies eine starke Zerstörung des Kristallgitters längs dieser Flächen. Da die Spaltbreiten der Videoköpfe im Bereich von 0,2 µm bis 0,7 µm liegen, müssen die „Wände“ des Spaltes in ihrer Rauigkeit und Unebenheit noch wesentlich unter diesen Werten liegen. Es wird deshalb angestrebt, die Läppmethoden so zu verfeinern, daß am Ende alle durch mechanische Vorbearbeitung gestörten Schichten abgetragen sind und die Spaltebene durch das ungestörte Kristallgitter gebildet wird.

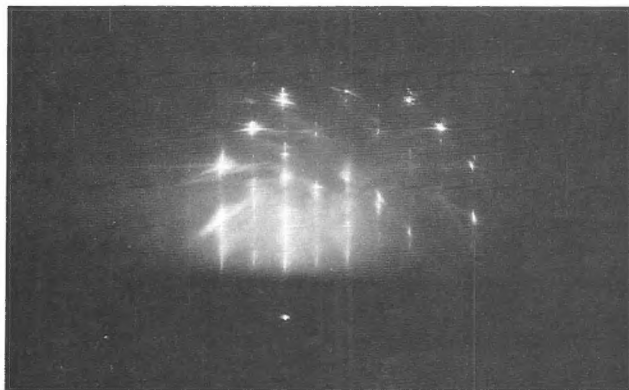
Dies hat folgende Vorteile:

- Der Spalt hat während der gesamten Lebensdauer des Kopfes annähernd gleiche, definierte Geometrie, so daß auch die elektrischen Werte nur wenig streuen.

- Die Spaltkanten bleiben scharf und brechen während des dynamischen Bandkontaktes nicht aus (keine Ausbröckelungen, Kopfspiegeloberfläche bleibt glatt).
- Für den Fall, daß Lotglas in den Spalt gelangt, wird die Anlösung und damit die Gefahr des magnetischen Kurzschlusses vermindert.
- Bei der Messung der Spaltbreite kann man davon ausgehen, daß die optisch gemessene Spaltbreite auch der magnetischen Spaltbreite entspricht.

Das Läppen selbst erfolgt stufenweise mit Diamantemulsionen mit Körnungen im  $\mu\text{m}$ - und Sub- $\mu\text{m}$ -Bereich. Das Finish besteht meist aus einer chemo-mechanischen Läppung oder aus einem chemischen Ätzzvorgang, der zum ungestörten Kristallgitter führt.

Eine Kontrollmöglichkeit, inwieweit die erwähnten „Damage-Schichten“ abgetragen sind, bildet die Untersuchung der geläpften Teile mittels Elektronenoberflächenbeugung. Dabei wird ein Elektronenstrahlbündel unter sehr flachem Winkel (streifende Inzidenz) auf die Kristalloberfläche gerichtet. Wegen der geringen Eindringtiefe der Elektronen werden nur einige Netzebenen erfaßt, so daß das Beugungsbild relativ genaue Rückschlüsse auf die Oberflächenstruktur gestattet. Erhält man bei vorliegendem einkristallinen Material bänderartige Reflexe (Kikuchi-Bänder), so kann man annehmen, daß keine Damageschichten mehr vorhanden sind (Bild 4).



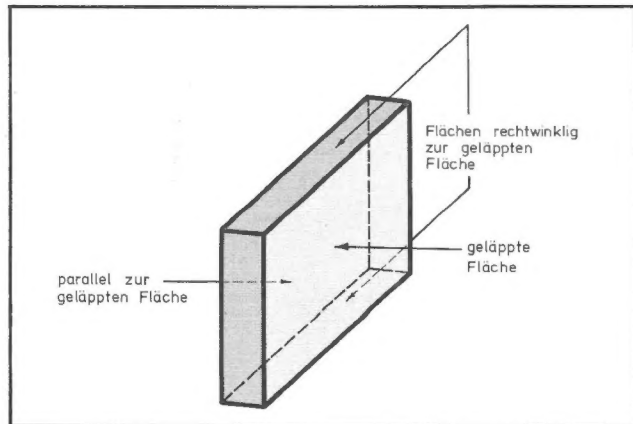
**Bild 4** Elektronen-Oberflächenbeugung an einem Ferritkristall. Neben den Beugungspunkten sind die „Kikuchi-Bänder“ zu erkennen, die auf ein ungestörtes Kristallgitter schließen lassen.

### 3.3. Profilierarbeiten

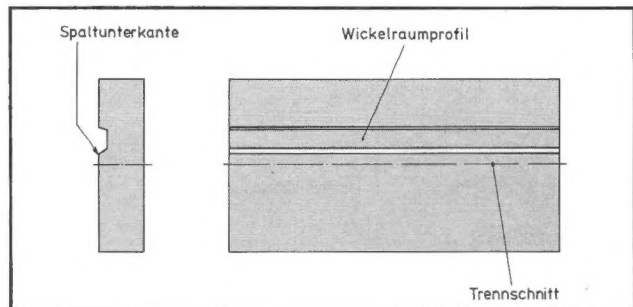
Während die Ferritplättchen zur Erzeugung einer einwandfreien Spaltebene grundsätzlich geläpft werden müssen, können für den weiteren Herstellungsprozeß unterschiedliche Wege beschritten werden. Die folgende Beschreibung lehnt sich andeutungsweise an das Verfahren an, das wir für die Videoköpfe des Recorders Video 2 X 4 im System Video 2000 entwickelt haben.

Zur weiteren Verarbeitung der Ferritplättchen sind genaue Bezugsflächen erforderlich. Deshalb wird das geläppte Plättchen auf einer Flächenschleifmaschine zunächst auf der der geläpften Fläche gegenüberliegenden Seite parallelgeschliffen. Zwei weitere, einander gegenüberliegende Flächen werden anschließend auf dem gleichen Maschinentyp rechtwinklig zu diesen parallelen Flächen geschliffen (Bild 5). In den so entstandenen, für den weiteren Herstellungsprozeß exakt vorbereiteten Quader wird mit einer entsprechend geformten Scheibe das Wickelraumprofil eingeschliffen (Bild 6). Dabei sollte die spätere Spaltunterkante möglichst ohne Ausbrüche geschliffen werden, weil Ausbrüche die Spalthöhe ver-

kleinern und damit die Kopflebensdauer herabsetzen. Die Blöcke werden anschließend halbiert und paarweise weiterverarbeitet.

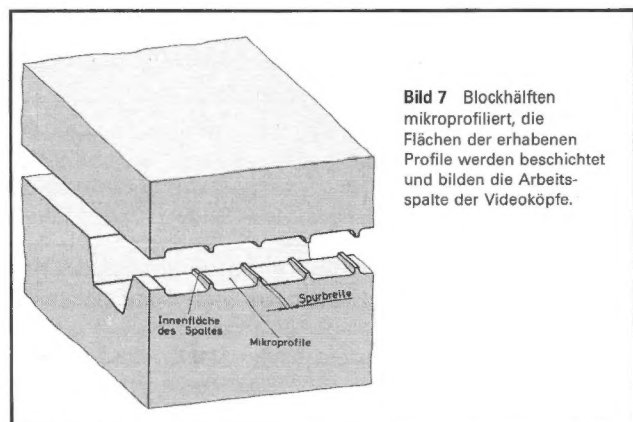


**Bild 5** Ausgangsformat eines Ferrit-Einkristallblocks zur Herstellung von Videoköpfen.



**Bild 6** Ferritblock mit Wickelraumprofil und markiertem Trennschnitt.

Nach dem Trennen des wickelraumprofilierten Quaders (Bild 6) werden im folgenden Arbeitsgang „Mikroprofilieren der Blockhälften“ die Spurbreiten der Köpfe festgelegt (Bild 7). Da die Spurbreiten des Systems Video 2000 auf  $23 \mu\text{m} \pm 1,5 \mu\text{m}$  verabredet sind, muß auch hier sehr genau und ausbruchsfrei geschliffen werden. Die Form des Mikroprofils muß unter dem Gesichtspunkt der elektrischen und mechanischen Kopfoptimierung ausgewählt werden. Aus gleichen Gründen ist es vorteilhaft, nur im Bereich des späteren Spaltes zu profilieren, nicht aber im Rückschlußbereich.



**Bild 7** Blockhälften mikroprofiliert, die Flächen der erhabenen Profile werden beschichtet und bilden die Arbeitspalte der Videoköpfe.

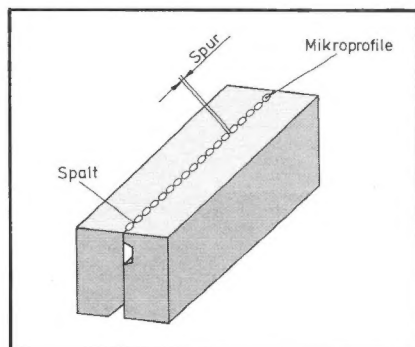
### 3.4. Beschichten und Verlöten der Blockhälften

Beschichtet werden die geläpften Flächen der Blockhälften. Vor Beschichtung und Verlöten müssen die Blockhälften sehr sorgfältig gereinigt werden, da bei geforderten Spaltbreiten von  $0,2 \mu\text{m}$  bis  $0,7 \mu\text{m}$  jeder Schmutzpartikel zwischen den Blockhälften zu unzulässig breiten Spalten führen würde. Das Schichtmaterial bildet die spä-

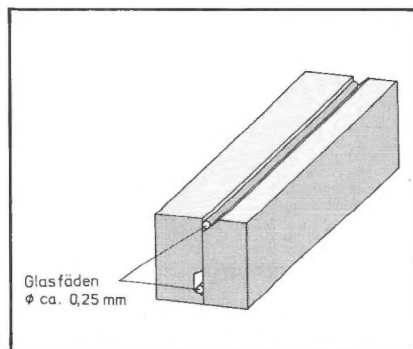


tere Spaltfüllung, die Dicke der aufgetragenen Schicht bestimmt die spätere Spaltbreite des Kopfes. Abhängig von Schichtmaterial, geforderter Schichtdickentoleranz und von Fertigungsgesichtspunkten werden für die Beschichtung der Ferritsubstrate Sputter- oder Aufdampfverfahren gewählt. Als Schichtmaterial kann beispielsweise  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$  oder ähnliches eingesetzt werden. Die Beschichtung erfolgt durch mechanische Masken hindurch in der Weise, daß der spätere Spalt ganzflächig, die Rückschlußfläche nur teilweise beschichtet wird. Dadurch wird erreicht, daß der Spalt ausschließlich vom Schichtmaterial gebildet wird, während im Rückschlußteil Freiräume für das Lotglas erzeugt werden. Durch letztgenannte Maßnahme wird die mechanische Stabilität der beiden Hälften des späteren Kopfes gewährleistet.

Nach Beschichtung werden die Blockhälften noch einmal gründlich gereinigt und bei Reinraumbedingungen unter einem Mikroskop paarweise so zusammengefügt, daß die Mikroprofile der beiden Hälften exakt zur Deckung kommen (**Bild 8**). Die so zueinander justierten Blockhälften werden – um  $180^\circ$  gedreht – in eine Vorrichtung geklemmt und am Rückschluß sowie im Wickelraum mit Glasfäden (Durchmesser etwa  $250\text{ }\mu\text{m}$ ) versehen (**Bild 9**). Diese Anordnung wird im Ofen unter Schutzgas nach einem auf das Lotglas und das Ferrit abgestimmten Temperaturprogramm so erhitzt, daß die eingelegten Glasfäden schmelzen und sich das flüssige Glas wie ein Lot in die geschliffenen oder durch die Maskenbeschichtung geschaffenen Freiräume des Blockes bewegen kann. Damit sind die beiden Blockhälften und somit die beiden Hälften des späteren Videokopfes mechanisch fest miteinander verbunden, ohne daß sich im Spalt selbst Lotglas befinden muß.



**Bild 8** Justierte Blockhälften, gegenüberliegende Mikroprofile kommen zur Deckung.



**Bild 9** Blockhälften mit eingelegten Lötgläsern.

Bei den sogenannten Lotgläsern handelt es sich um speziell entwickelte Gläser, die folgende Eigenschaften besitzen müssen:

- Der thermische Ausdehnungskoeffizient muß dem des Ferrits angepaßt sein (ansonsten Bruchgefahr während oder nach dem Verlöten).
- Einerseits soll die chemische Aggressivität des bei Erreichen der Löttemperatur flüssigen Glases gegenüber dem Ferrit nicht zu groß sein, damit durch das Anlösen

von Ferrit in der Spaltregion keine magnetischen Kurzschlüsse entstehen können. Auf der anderen Seite muß das Lotglas eine Minimalaggressivität entwickeln, damit eine feste Verbindung zwischen Glas und Ferrit und somit ein starker Zusammenhalt zwischen den beiden Kopfhälften zustande kommt.

- Die Lotgläser müssen, da sie ebenso wie das Ferritmaterial mit dem Magnetband in Berührung kommen, in ihrem Abriebverhalten dem Ferrit angepaßt sein. Einen Anhaltspunkt erhält man über den Vergleich der Mikrohärten von Ferrit und Lotglas. Endgültige Aussagen lassen sich jedoch nur durch Abriebtest im Dauerbetrieb machen.

### 3.5. Bearbeitung des Kopfspiegels

Die von der Verlotung in Quaderform vorliegenden Blöcke werden an der späteren Kopfspiegelfläche rundgeschliffen (**Bild 3**). Der Radius des Rundschliffs muß so gewählt werden, daß einerseits die Lebensdauer des Kopfes nicht zu kurz wird, andererseits keine Band/Kopf-Kontakt-Probleme entstehen. Ein kleiner Radius bringt guten Band/Kopf-Kontakt, hat aber den Nachteil eines hohen Abriebs. Für den großen Radius gilt das Gegenteil. Üblich sind Kopfspiegeleradien von 3 mm bis 10 mm.

Es muß außerdem darauf geachtet werden, daß der Rundschleifprozeß bezüglich seines Abtrages abgestuft erfolgt. Die letzten Mikrometer vor Erreichen der Soll-Spalthöhe sollten möglichst schonend abgetragen werden, um auf der späteren Bandlaufläche des Kopfes keine tieferen Damage-Schichten im Kristall zu erzeugen. Trotz vorsichtigstem Schleifen ist es wichtig, nach Erreichen der Soll-Spalthöhe den rundgeschliffenen Block einer Feinstlappung an der Kopfspiegelseite zu unterziehen. Man hat dadurch folgende Vorteile:

- Die vom Rundschleifen verbliebenen Riefen werden geglättet, wodurch ohne Einschleifen mit Bändern ein optimaler Spalt/Band-Kontakt ermöglicht wird.
- Die im Einkristall durch das Rundschleifen erzeugten Damage-Schichten werden abgetragen, so daß auch die Kopfspiegelfläche nahezu ungestört ist.
- Durch das Anlappen des Kopfspiegels wird der Nutspalt sauber sichtbar. Nur so ist eine hinreichend zuverlässige Messung der Spaltbreite im Elektronenmikroskop möglich.

Da die Spaltbreite für das elektrische Verhalten des Videokopfes von entscheidender Bedeutung ist, wird sie an jedem Block gemessen.

Die **Bilder 10a bis 10d** zeigen REM-Aufnahmen des Spaltbereiches eines Videokopfes in fortschreitender Vergrößerung.

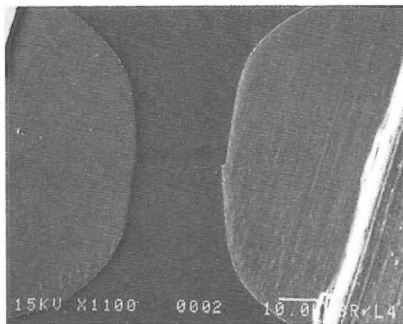
### 3.6. Sägen des Blockes zu Einzelköpfen

Nach elektronenmikroskopischer Spaltbreitenkontrolle mit positivem Ergebnis werden die Blöcke so eingesägt, daß die Einzelköpfe zunächst auf einem Steg kammförmig stehen bleiben.

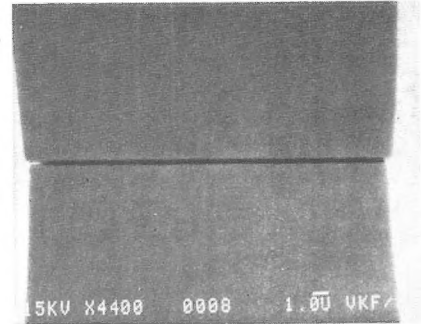
Zur Realisierung der Spaltneigung (Azimut, siehe 2.5) wird der in Einzelköpfe zu trennende Block unter der Säge um den betreffenden Winkel schräg gestellt (**Bild 11**). Das 2 mm bis 3 mm tiefe Einsägen in den Ferritkristall erfordert sowohl eine mechanisch einwandfreie Präzisionstrennmaschine als auch entsprechend spezielle Trennwerkzeuge. Die Maschinen sind in der Regel mit hochtourig drehenden, luftgelagerten Spindeln ausgestattet. Als Trennwerkzeuge werden Diamantschleifscheiben mit sehr feiner Körnung eingesetzt.



**10a** Übersichtsaufnahme zum Spaltbereich in schräger Draufsicht auf den Kopfspiegel. Zu erkennen sind die Spurbreite, die Laufflächenbegrenzung, die Glasfüllung der Mikroprofile mit den hellen Bereichen und links unten die Kammer für die Wicklung.

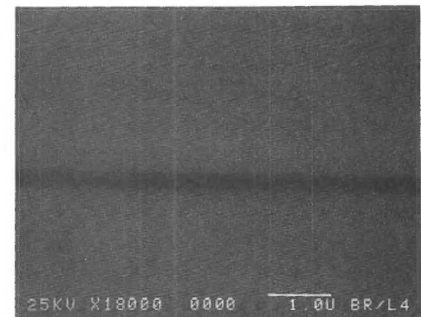


**10b** Übersichtsaufnahme des Spaltverlaufs in senkrechter Draufsicht auf den Kopfspiegel.



**10c** Spaltverlauf über eine Spurbreite ebenfalls in senkrechter Draufsicht.

**Bilder 10a – 10d** Rasterelektronen-Mikroskopaufnahmen vom Videokopf und dem Kopfspalt. In den Bildern nennt die Datenzeile zuerst die Beschleunigungsspannung für die Elektronen im Mikroskop und danach den Abbildungsmaßstab. Es folgen weiter eine Kenn-Nummer und der Maßstrich für eine bestimmte Länge im Bild, hier 100,0; 10,0 und 1,0  $\mu\text{m}$  (in der Datenzeile ist  $\mu\text{m}$  als U abgekürzt). Am Zeilenende eine weitere Kenn-Nummer.

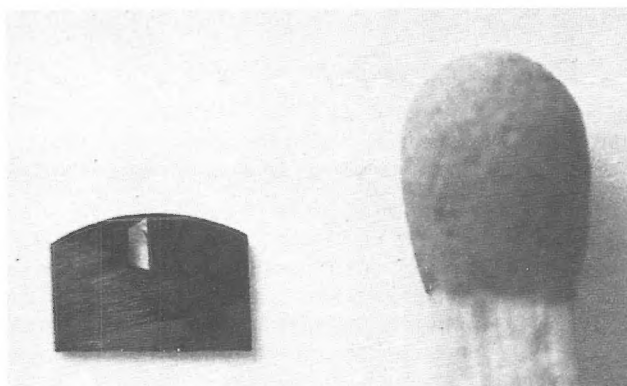


**10d** Stark vergrößerter Ausschnitt aus dem Spaltverlauf.



**Bild 11** Unter Azimut kammgesägter Block; am Kopfspiegel ist die Laufflächenbegrenzung eingeschliffen.

Nach dem „Kamm-Einsägen“ werden noch die Kopfspiegel-Laufflächen begrenzt (siehe Bilder 10a und 11) und der rückseitig verbliebene Steg abgeschliffen. Die nun in Einzelexemplaren vorliegenden Videoköpfe (Bild 12) werden unter dem Lichtmikroskop abschließend auf Einhaltung der vorgeschriebenen Maße überprüft (ausgenommen die bereits im REM geprüfte Spaltbreite). Zur Veranschaulichung sei angemerkt, daß ein moderner, mit Cu-Draht bewickelter Videokopf etwa 0,01 Gramm wiegt, der Drahtanteil beträgt hierbei etwa 0,003 Gramm.

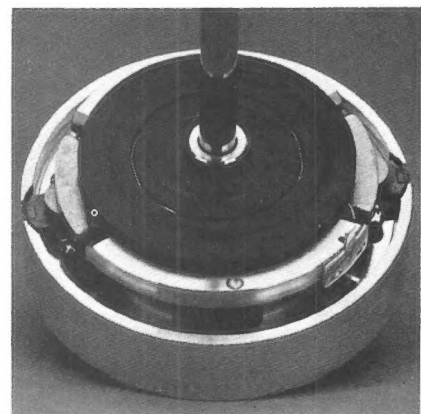


**Bild 12** Ein einzelner Videokopf im Vergleich zu einem Streichholzkopf.

Mit der mikroskopischen Vermessung ist die eigentliche Kopfherstellung abgeschlossen. Im weiteren Fertigungs-

verlauf werden die Köpfe auf einen piezokeramischen Träger (Aktuator) montiert, mit welchem das im Standard Video 2000 eingeführte Spurfolgeprinzip (DTF = Dynamic Track Following) realisiert wird. Anschließend werden die Köpfe mit lackisoliertem Cu-Draht (Durchmesser ca. 40  $\mu\text{m}$ ) auf vorgeschriebene Induktivität bewickelt. Die so gefertigten „Kopf-Aktuator-Einheiten“ werden dann paarweise exakt auf das Kopfrad montiert, und zwar so, daß immer zwei Köpfe mit komplementärer Spaltneigung auf einem Kopfrad genau 180° gegenüberliegend positioniert werden. (Bild 13)

**Bild 13** Videokopfrad komplett. Rechts und links am Umfang sind die auf Piezokeramiken aufgetragenen Videoköpfe zu erkennen.



### Schlußbemerkung

Der Herstellungsprozeß für Videoköpfe mit seinen mehr als 30 Arbeitsgängen wurde in seinen wichtigsten Schritten beschrieben. Die meist niedrigen Werte der Soll-Maße, die notwendigen engen Toleranzen sowie die mechanischen Eigenschaften des zu verarbeitenden Kristallmaterials machen fast jeden Arbeitsgang kritisch. Deshalb bedeutet „Kopf-Know-How“ nicht nur theoretisches Verständnis der physikalischen Vorgänge im Videokopf, sondern auch die praktische Fähigkeit, durch viele gezielte Detailmaßnahmen die Produktionsausbeute bei den einzelnen Arbeitsgängen zu maximieren.



W. KORNHAAS

## VIDEORECORDER VIDEO 2x4 super

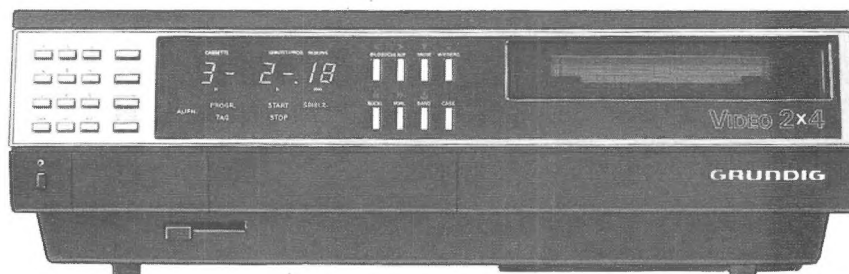


Bild 1 Frontansicht des Video 2x4 Super

Der Videorecorder VIDEO 2x4 super präsentiert sich nicht nur in einem völlig neuem Design, sondern er unterscheidet sich auch hinsichtlich der technischen Details und des Bedienkomforts von den bisherigen Recordern des 2x4 Systems.

Ebenso wie die beiden Modelle Video 2x4 und Video 2x4 PLUS entspricht dieser Recorder dem VIDEO 2000 Standard, wodurch die vollständige Kompatibilität der Cassetten gewährleistet bleibt.

Die Frontseite (Bild 1) ist übersichtlich in drei Bedienblöcke gegliedert. Der Tastenblock rechts vom Anzeigefeld dient der Bandtransport- und Cassettensteuerung. Auch die neu hinzugekommenen Feature-Funktionen für die störzonenfreie Bildwiedergabe mit 7-facher Geschwindigkeit vorwärts und 5-facher Bandtransportgeschwindigkeit rückwärts sind diesem Tastenblock zugeordnet.

Das zweite Tastenfeld enthält die Eingabetasten für die Programmwahl, die Programmierung der Ein- und Ausschaltzeit bei Uhrenaufnahme, sowie der Uhrzeit. Weiterhin wird mit dieser Tastatur die Stopadresse für den Ziellauf eingegeben.

Verdeckt unter zwei Klappen befinden sich die Bedienelemente für den Sendersuchlauf, der Zeitlupenwiedergabe, des Markensuchlaufs „APF“, die Freigabetaste für den Ziellauf und eine Clear-Taste, mit deren Hilfe bei Uhrenprogrammierung angezeigte Daten gelöscht werden können. Mit der „PROGR. RESERVE“-Taste hat man die Möglichkeit geschaffen, bei einer eingelegten Casette die Restspielzeit bis Bandende abzurufen. Bei Uhrenaufnahme wird die noch nutzbare Spieldauer angezeigt. Selbstverständlich erfolgt die Steuerung all dieser Funktionen über Mikrocomputer.

Der mechanische Bandlängenzähler wurde durch einen elektronischen, von einem Mikrocomputer gesteuerten Zähler ersetzt. Ebenso entfällt der bisher bekannte mechanische Bandzugfühler. Der Bandzug wird – wie der Spieldauerzähler – von den Tachogeneratoren der beiden Wickelmotore abgeleitet und in einem Mikrocomputer exakt errechnet.

Gleich den beiden anderen 2x4 Modellen ist auch der VIDEO 2x4 SUPER als Frontlader konzipiert. Nach Betätigen der Taste „Cassette“ wird jede vorher eingegebene Funktion unterbrochen. Der Schacht fährt selbsttätig hoch und öffnet die Cassettenfachklappe, eine Casette

kann eingeschoben werden, bzw. eine schon eingelegte Casette wird automatisch ein Stück aus dem Cassettenfach herausgeschoben, so daß sie leicht entnommen werden kann. Beim Einschieben einer Casette fährt der Schacht nach unten und das Cassettenfach wird selbsttätig verschlossen.

### Beschreibung der Servo- und DTF-Regelung

#### 1. Der Kopfservo-Regelkreis

(Schaltplan „Servo-Teil“ siehe Seiten 108/109)

Über ein Siebglied (R 1501, C 1501) gelangen die 25 Hz Referenzimpulse als Sollwert auf den Eingang 3 des Phasenvergleich-Bausteins (IC 1501) MC 14046, an dessen Eingang PIN 14 der Lagengeber-Impuls als Istwert ansteht. Der Lagengeber-Verstärker wurde auf die Motoranschlußplatte verlagert. Der Ausgang des Phasenvergleichs (PIN 13) liegt auf „L“-Potential, so lange das Kopfrad steht oder die Drehzahl unterhalb des Sollwertes ist. Wird die Solldrehzahl überschritten, springt der Ausgang auf „H“-Pegel. Bei Solldrehzahl erhält man am Anschluß 13 ein impulsbreitenmoduliertes Rechteck, dessen Tastverhältnis eine Funktion der Phasenlage zwischen Ist- und Sollwert darstellt.

Während der positiven Zeit des Ausgangsrechteckes wird über den Widerstand R 1511 und der Diode D 1511 der Kondensator C 1513 aufgeladen. Die nachfolgende Bootstrap-Schaltung T 1514 sorgt für eine konstante Entladung des Kondensators C 1513. Dadurch erreicht man eine lineare Rampe und somit auch eine gleichförmige Änderung der Regelspannung. Diese rampenförmige Spannung liegt am Eingang 8 eines Analog-Schalters (A 3 IC 1520).

Am Anschluß 1 des Phasenvergleich-IC's erhält man das invertierte Rechtecksignal. Die positive Periode wird über die Diode D 1508 auf den Differenzierkondensator C 1518 gegeben. Die differenzierte positive Rechteckflanke öffnet den Analogschalter A 3, wodurch der negativste gespeicherte Spannungswert übertragen und im Speicherkondensator C 1524 abgespeichert wird. (Bild 2)

Im Kopfservo-Regelkreis wird das Kopfrad auf die von der DTF-Platte kommenden Referenzimpulsen synchronisiert.

Die Spannung an diesem Speicherkondensator ist somit ein Maß für die Drehzahl des Kopfradmotors.



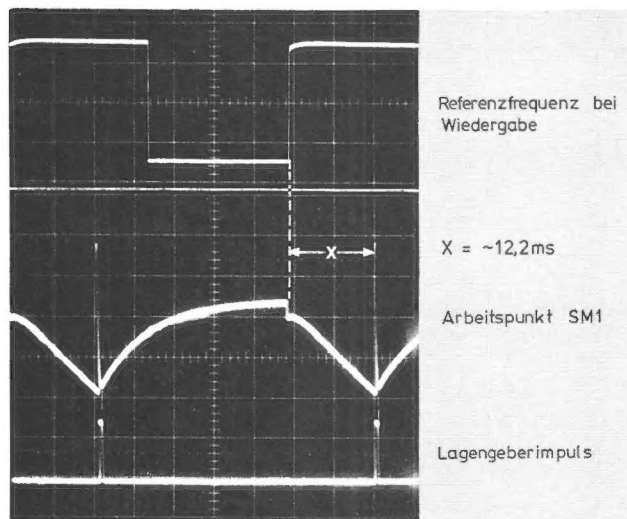


Bild 2

Sollte im Einschaltmoment – durch eine Störung – der Speicherkondensator auf Betriebsspannung aufgeladen sein, würde dies den nachfolgenden Regelverstärker eine zu hohe Drehzahl vortäuschen. Das Kopfrad läuft nicht an. Um dies zu verhindern, ist eine Sicherheitsschaltung eingebaut. Dazu wird die positive Flanke des Referenzimpulses differenziert (C 1504, R 1504) und über die Diode (D 1504) dem zweiten Differenzkondensator (C 1518) zugeführt. Der Analogschalter wird geschlossen und die Ladung im Holdkondensator wird abgebaut. Im synchronisierten Betrieb ist dieser Anlaufimpuls unwirksam. Die positive Periode des Impulses am PIN 1 des Phasenvergleich-Ausgangs wird über die Diode D 1508 mit dem differenzierten Referenzimpuls durch die Diode D 1504 UND verknüpft. Dadurch wird die positive Zeitdauer des Impulses am PIN 1 (IC 1501) verlängert. Für die Schalterauf-tastung ist nur die differenzierte, positive Lagegeberimpulsflanke wirksam. (Bild 3).

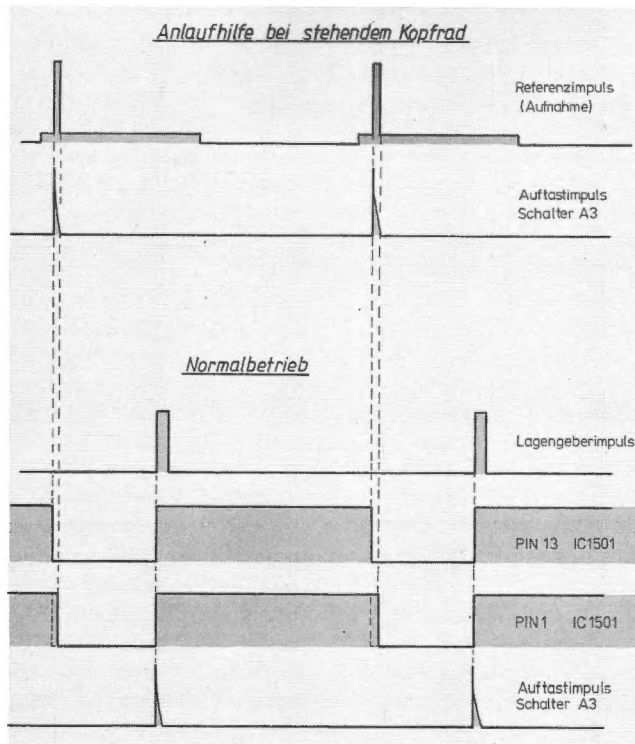


Bild 3

Damit sich die Ladung des Holdkondensators zwischen zwei Abtastungen (40 msec) möglichst wenig ändert, muß der nachfolgende Regelverstärker einen extrem ho-

hen Eingangswiderstand haben. Dies wurde durch Verwendung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingängen realisiert. Der Eingangswiderstand dieses Operationsverstärkers beträgt 1 bis 1,5 Tera $\Omega$ . ( $1-1,5 \times 10^{12}\Omega$ ).

Der Regelverstärker hat eine PID-Charakteristik, d.h. er vereinigt die Schnelligkeit eines PD-Reglers mit der Fähigkeit eines PI-Reglers, eine Regelabweichung völlig auszuregeln. Den differentiellen Anteil (D-Anteil) bestimmt hier die R-C Kombination R 1528 und C 1528. Der Integral-Anteil (I-Anteil) wird durch C 1530 und der Proportional-Anteil durch R 1527 und R 1529 bestimmt. C 1529 unterdrückt Schwingneigungen des Operationsverstärkers. Über R 1531 wird die Motor-Endstufe auf der Motor-Anschlußplatte angesteuert. Zur Verkürzung der Einregelzeit hat man eine dynamische Bremse vorgesehen. Ein positiver Spannungssprung bei zu hoher Drehzahl am Ausgang des Regelverstärkers steuert durch R 1532 und C 1532 den Bremstransistor T 1534. Dieser schaltet kurzfristig nach Masse, wodurch auf der Motoranschlußplatte die EMK des Kopfradmotors kurzgeschlossen wird. Dies hat eine schnelle Verringerung der Drehzahl zur Folge.

## 2. Der Bandservo

Der Bandservo besteht aus zwei überlagerten Regelkreisen: einer Drehzahlregelung, die mit der Phasenregelung überlagert wird.

### 2.1 Drehzahlregelung

Auf der Schwungmasse der Capstanwelle ist der Tachogenerator angebracht. Er besteht auf der rotierenden Seite aus einer auf der Schwungmasse geklebten Scheibe aus elastischen, magnetisierbaren Material (Ferri-flex). Als Impulsabnehmer dient eine geätzte, mäanderförmige Spule mit 155 Schleifen. Mit einer gleichartigen Spule wurde der rotierende Magnet aufmagnetisiert. Dreht sich die Schwungmasse, so wird in jeder Mäanderschleife eine Spannung induziert. Bei einer Umdrehung werden somit 155 Impulse erzeugt. Der Vorteil liegt darin, daß sich die Teilungsfehler der einzelnen Schleifen aufheben. Die induzierte Spannung gelangt an Kontakt 5 des Servo-Moduls. Im folgenden Operationsverstärker (IC 1643) werden die Tachoimpulse verstärkt und anschließend auf einen zweiten, als Schmitt-Trigger arbeitenden, Operationsverstärker gegeben. Der Spannungsteiler (R 1642, R 1643) teilt die Ausgangsrechtecke auf TTL-Pegel herunter und steuert einen programmierbaren Teiler, bestehend aus den Schaltkreisen IC 1641 und IC 1640, an.

Über den Drehzahlkreis wird die Capstandrehzahl soweit nachgeregelt, daß die geteilte Tachofrequenz am Ausgang des zweiten Teiler-IC's in jeder Wiedergabefunktion immer 100 Hz beträgt.

Die Steuerbefehle für den Frequenzteiler werden im Ablaufprozessor erzeugt und über drei Statusleitungen WS 1, WS 2 und WS 3 der Servo- und DTF-Platte zugeführt. Die Pegelzustände dieser Statusleitungen sind aus nachfolgender Tabelle (Bild 4) zu entnehmen.

Funktion	WS 1	WS 2	WS 3
Standbild	H	H	H
Bildsuchlauf	H	L	H
7 x vorwärts			
Bildsuchlauf	H	L	L
5 x rückwärts			
Zeitlupe	L	L	L
Wiedergabe	L	H	H
Aufnahme	L	H	L

Bild 4 STATUSTABELLE



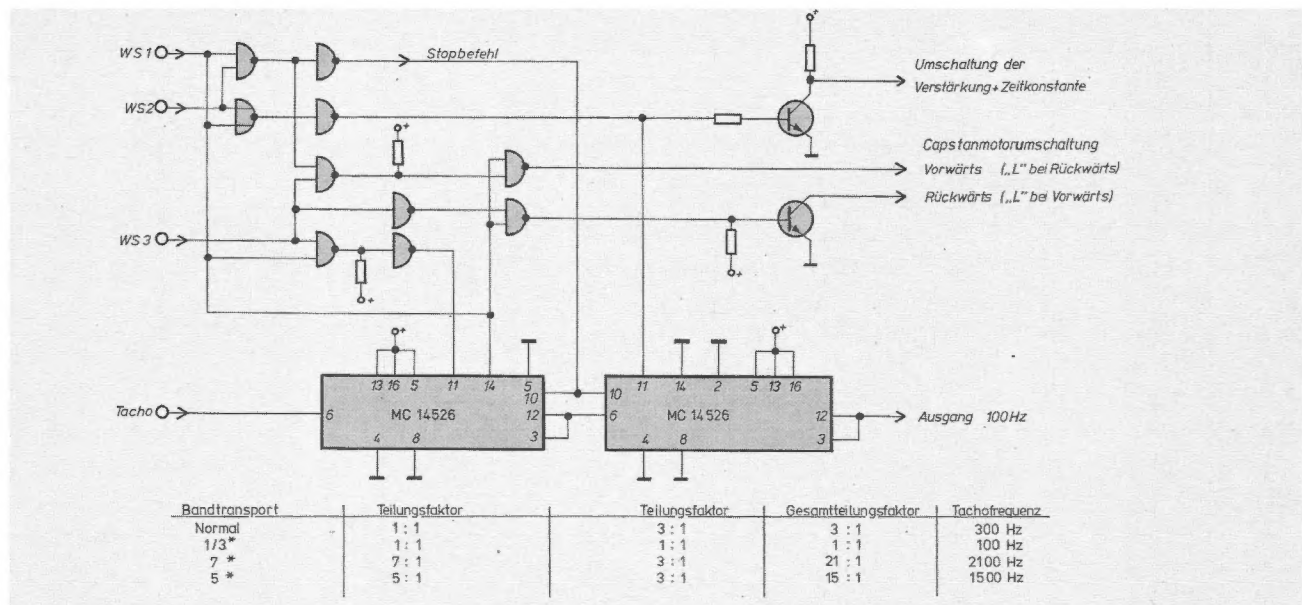


Bild 5

Ein Decoder wandelt die Statusinformation in die richtige Ansteuerung der Setz-Eingänge des Teiler-IC's um (Bild 5).

Die Tabelle (Bild 6) zeigt den Ansteuercode für die programmierbaren Teiler:

Funktion	benötigtes Teiler-verhältnis	Eingänge von IC 1640				Eingänge von IC 1641			
		DP 4 PIN 2	DP 3 PIN 14	DP 2 PIN 11	DP 1 PIN 5	DP 4 PIN 2	DP 3 PIN 14	DP 2 PIN 11	DP 1 PIN 5
Zeitlupe	1:1	L	L	L	H	L	L	L	H
Aufnahme	3:1	L	L	H	H	L	L	L	H
Wiedergabe	3:1	L	L	H	H	L	L	L	H
Bildsuchlauf rückwärts	15:1	L	L	H	H	L	L	L	H
Bildsuchlauf vorwärts	21:1	L	L	H	H	L	H	H	H

Bild 6

Wie man aus der Wahrheitstabelle Bild 6 ersehen kann, werden nicht alle Setzeingänge der IC's geändert. So können vom IC 1640 die Eingänge DP 4 und DP 3 fest auf 0 V und der Eingang DP 1 fest auf + 5 V gelegt werden. Beim IC 1641 werden die Setzeingänge DP 4 auf 0 V und DP 1 auf + 5 V fest verdrahtet.

Da der Drehzahlregelkreis die Teiler-Ausgangsfrequenz immer auf 100 Hz zieht, ergeben sich bei den verschiedenen Betriebsarten Tachofrequenzen nach Bild 7.

Betriebsart	Tachofrequenz am Mäander
Aufnahme	300 Hz
Wiedergabe	300 Hz
Zeitlupe	100 Hz
Bildsuchlauf rückwärts	1500 Hz
Bildsuchlauf vorwärts	2100 Hz

Bild 7

Die aus dem programmierbaren Teiler kommenden Tachoimpulse werden am C 1545 differenziert. T 1546 wird durch die positiven Impulse durchgeschaltet. Die große Zeitkonstante C 1547 x R 1548 schaltet den Transistor T 1548 dauernd auf Massepotential und wird nur durch die negativen Impulse am Kollektor des Transistors T 1546 gesperrt. Am Kollektor von T 1548 stehen die Schaltim-

pulse für den Sample-and-Hold-Schalter A 4 (IC 1520). Die positive Flanke des am Emittterwiderstand dieses Transistors abgenommenen Impulses schaltet den Transistor T 1551 nach Masse und entlädt den Kondensator C 1553. Bis zum nächsten Impuls wird dieser Kondensator über R 1553 aufgeladen. Bevor der Kondensator wieder entladen wird, schließt der Schalter A 4 und die Ladung des Kondensators wird im Holdkondensator abgespeichert. Durch die Zeitkonstante R 1553 x C 1553 ändert sich der Ladungszustand des Kondensators C 1553 in Abhängigkeit der Impulsfolgezeit. Eine zu hohe Drehzahl der Capstanwelle ergibt demzufolge eine niedrige Spannung, umgekehrt eine zu niedrige Drehzahl eine zu hohe Spannung am Kondensator C 1575.

Die so gewonnene Drehzahlregelung wird dem Regelverstärker (1/2 IC 1530) zugeführt. Dieser hat, ebenso wie der Regelverstärker des Kopfservo, eine PID-Charakteristik. Der Proportionalanteil wird vom R 1580 und R 1581, der Integralanteil durch C 1580 und der differenzielle Anteil durch die R-C-Kombination R 1579, C 1578 bestimmt. Dabei wird der Kondensator C 1579 bei Zeitlupenbetrieb abgeschaltet, um auch in dieser Betriebsart ein optimales Regelverhalten zu erreichen.

Der Capstanmotor liegt zwischen den beiden Leistungs-Operationsverstärkern (IC 1590). Die beiden Verstärker werden über R 1586 und R 1587 gleichzeitig vom Ausgang des Regelverstärkers angesteuert. Dabei wird, je nach gewählter Drehrichtung (Feature-Funktion) der eine oder der andere nichtinvertierende Eingang nach Masse geschaltet und somit die Drehrichtung des Motors bestimmt. Die Drehrichtungsinformation wird ebenfalls über die Statusbefehle und dem Decoder gewonnen. Bei Standbild werden beide Eingänge nach Masse geschaltet. Dadurch erhält der Capstanmotor keine Spannung und kommt zum Stillstand. Die beiden Verstärker haben je eine Verstärkung von zweifach. Bei Zeitlupenwiedergabe wird R 1591 in der Gegenkopplung des Vorlauf-Verstärkers durch den Schalter B 4, der auch vom Decoder gesteuert wird, überbrückt. Dadurch verringert sich die Verstärkung auf ca. 1,3, d.h. die Regelung für Zeitlupe ist nicht so steil.

## 2.2 Bandservo-Phasenregelkreis bei Aufnahme

Die negative Flanke des geteilten Tachoimpulses am Kollektor T 1548 wird durch den Kondensator C 1561 diffe-





renziert und schaltet den Transistor T 1563 kurzzeitig durch, wodurch der Kondensator C 1565 auf sein Emitterpotential aufgeladen wird. Die Höhe der Emitterspannung bestimmt das Verhältnis der Widerstände R 1562 und R 1564. Sperrt der Transistor T 1563, so entlädt sich der Kondensator über R 1565.

Die so erzeugten sägezahnförmigen, tachofrequenten Signale werden auf einen Sample-and-Hold-Schalter A 1 (1/4 IC 1520) gegeben. Da der Schalter mit dem Referenzsignal – jeder Vertikalimpuls – geöffnet wird, erfolgt die Abfrage nur bei jeder vierten Sägezahnrampe. (Bild 8) Am Hold-Kondensator C 1567 erhält man die entsprechende Regelspannung. Der nachfolgende Darlington-Emitterfolger (T 1567) dient der Impedanzwandlung. Über den bei Aufnahme geschlossenen Schalter A 2 und den Widerstand R 1572 wird die Phasenregelspannung zur Drehzahlregelspannung addiert.

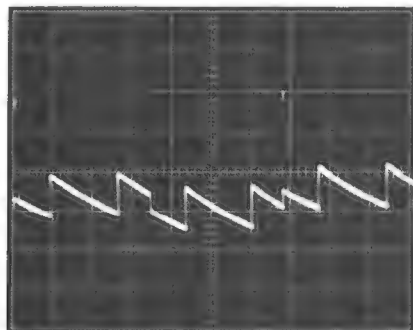


Bild 8 Arbeitspunkt Bandservo bei Aufnahme

### 2.3 Bandservo-Phasenregelkreis bei Wiedergabe

Bei Wiedergabe ist der Schalter A 2 (IC 1520) geöffnet, d.h. die Regelspannung am Emitter vom Transistor T 1567 ist von der nachfolgenden Regelstufe abgetrennt. Die auf der DTF-Platte gewonnene Phasenregelspannung wird über Kontakt 17 der Servo-Platte zugeführt. Durch den bei Wiedergabe geschlossenen Schalter B 1 (1/4 IC 1560) und den Koppelwiderstand R 1558 wird die Phasenregelspannung dem Drehzahlregelkreis überlagert.

## 3. Die Actuatorregelung

### 3.1 Die Actuatorregelung bei Aufnahme

Diese Regelung hat die Aufgabe die relativ schmalen Videospuren des Systems VIDEO 2000 von 22,5  $\mu\text{m}$  gleichmäßig, ohne Rasen zwischen den einzelnen Spuren, auf das Magnetband aufzusprechen. Aus diesem Grund müssen die Videoköpfe mit Hilfe von sogenannten Actuatoren geführt werden. Die Actuatoren sind piezo-keramische Plättchen, welche sich je nach Intensität und Polarität der angelegten Spannung auf- oder abwärts biegen.

Zur Gewinnung der Regelspannung wird auf der DTF-Platte ein 1 1/2-Zeilen (100  $\mu\text{sec}$ ) dauernder Burst von 222,9 kHz erzeugt und bei jedem Teilbild auf das Band aufgesprochen. Unmittelbar danach wird der Kopfverstärker, ebenfalls für die Zeitdauer von 1 1/2 Zeilen auf Wiedergabe geschaltet. Durch den systembedingten Spurversatz von 1 1/2 Zeilen wird das Übersprechen des Burstes der vorherigen Spur gelesen. Auf der Servo-Platte wird der Burst selektiv verstärkt. Diese Selektion erfolgt dabei durch den Resonanzkreis im Kollektor des Transistors T 1623.

Ein MOS-Schalter gibt den Kollektorkreis nur während der Lesezeit (RE-Impuls) langsam, etwas verzögert, frei. (Bild 9) Diese Verzögerung ist notwendig, da durch die beim Umschalten des Kopfverstärkers von Aufnahme auf

Wiedergabe entstehenden Schaltspitzen den Resonanzkreis zum Schwingen anregen würden. Während der übrigen Zeit wird der Kollektorkreis über den FET-Schalter kurzgeschlossen, also sehr stark bedämpft. Das Signal wird im Transistor T 1629 auf ca. 2-6 V<sub>ss</sub> verstärkt, anschließend demoduliert und der DTF-Platte zur weiteren Verarbeitung zugeführt.

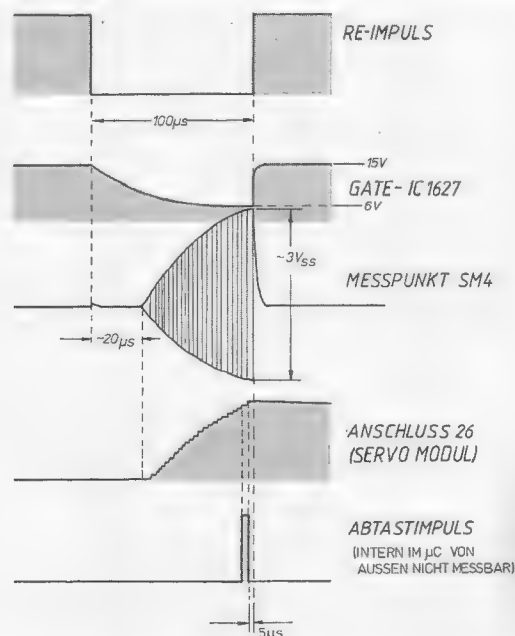


Bild 9 Erzeugung der Aufnahmeregelspannung

### 3.2 Die Actuatorregelung bei Wiedergabe

Bei der Aufnahme wird neben dem Y- und dem Chroma-Signal jeder Videospur eine Hilfsfrequenz zugeteilt und mit aufgesprochen.

Die Folge und Zuordnung dieser Hilfsfrequenzen ist wie folgt:

Kopf 1 mit  $f_1 = 102\,187\text{ Hz}$   
 Kopf 2 mit  $f_2 = 116\,786\text{ Hz}$   
 Kopf 1 mit  $f_4 = 163\,500\text{ Hz}$   
 Kopf 2 mit  $f_3 = 148\,637\text{ Hz}$   
 Kopf 1 mit  $f_1 = 102\,187\text{ Hz}$  u.s.w.

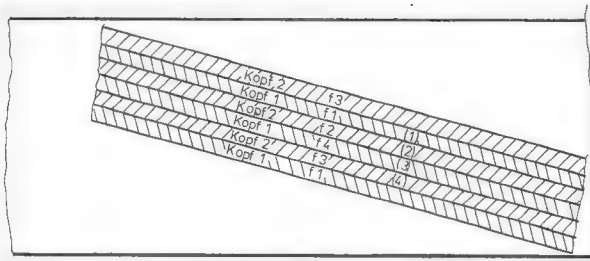
Das Prinzip der DTF-Regelung besteht darin, daß beim Lesen der Videospuren der Videokopf nicht nur die eigene Hilfsfrequenz, sondern auch das Übersprechen von den Nachbarspulen mitliest. Liest der Kopf exakt die Spur, so ist das Übersprechen der beiden Nachbarspuren gleich groß. Durch Mischen der gelesenen Hilfsfrequenzen mit der jeweils dem Kopf zugeordneten DTF-Frequenz erhält man die Regelinformation. Dabei werden nur die Mischprodukte, die durch das Mischen mit dem übersprochenen Signal der beiden Nachbarspuren entstehen, ausgenutzt. (Bild 10)

Ein Teil der Actuator-Regelspannungserzeugung wurde aus fertigungstechnischen Gründen von der Servo- auf die DTF-Platte verlagert.

Dadurch wurde die Bauteildichte der Servo-Platte verringert, was neben verbesserter Servicefreundlichkeit den Einsatz moderner Bestückungsautomaten zuläßt.

Das bei Wiedergabe vom Kopfverstärker kommende FM-Signal wird über den Anschluß 10 auf die Servo-Platte geführt, im Transistor T 1608 weiter verstärkt. Im nachfolgenden Bandpaßfilter werden die DTF-Hilfsfrequenzen (102-164 kHz) herausgefiltert. Der Transistor T





Entstehende Mischprodukte bei Abweichung von der Sollspur nach:  
oben unten

$f_1 = 102,187 \text{ kHz}$	Kopf 1 (1)	$f_1 - f_3 = 46,450 \text{ kHz}$	$f_1 - f_2 = 14,599 \text{ kHz}$
$f_2 = 116,786 \text{ kHz}$	Kopf 2 (2)	$f_2 - f_2 = 14,599 \text{ kHz}$	$f_2 - f_4 = 46,714 \text{ kHz}$
$f_3 = 148,637 \text{ kHz}$	Kopf 1 (3)	$f_3 - f_2 = 46,715 \text{ kHz}$	$f_3 - f_3 = 14,863 \text{ kHz}$
$f_4 = 163,500 \text{ kHz}$	Kopf 2 (4)	$f_3 - f_4 = 14,863 \text{ kHz}$	$f_3 - f_1 = 46,450 \text{ kHz}$

Bild 10

1613 verstärkt das Signal nochmals und über Anschluß 13 wird es dem Mischer-IC auf der DTF-Platte zugeleitet.

Ferner befinden sich auf der Servo-Platte noch die Tiefpaßfilter und die Actuatorenstufen.

Da die Stufen für die Actuatoren 1 und 2 gleich aufgebaut sind, wird hier nur die des Actuators 1 beschrieben.

Die auf der DTF-Platte erzeugte Actuatorregelspannung wird über einen aktiven Tiefpaß zweiter Ordnung (bestehend aus R 1662, C 1662, R1664, C 1664 und IC 1665) und einem nachgeschalteten passiven Tiefpaß einem Differenzverstärker zugeführt. Die Gesamtanordnung dieses Filters stellt ein Besseltiefpaß dritter Ordnung mit einer Eckfrequenz von 200 Hz dar.

Durch den steilen Anstieg der Durchlaßdämpfung (18 dB/Oktave) wird sichergestellt, daß etwaige Regelanteile im Bereich der Actuatoreigenresonanz (etwa 1000-1600 Hz) die Actuatoren nicht erregen können.

Der Differenzverstärker T 1668 und T 1676 bildet das Trennglied zwischen Niederspannungs- und Hochspannungsteil. In der nachfolgenden Endstufe muß der maximale Spannungshub am Tiefpaß-Ausgang von 15 V (0 bis + 15 V) in einen von 300 V (- 150 V bis + 150 V) transformiert werden.

Dabei muß sichergestellt sein, daß eine Actuatorregelspannung am Platteneingang von + 7,5 V einer Actuatorspannung von 0 V entspricht.

Bei + 15 V muß die Actuatorspannung - 150 V und 0 V + 150 V betragen. Über einen kapazitiv überbrückten Spannungsteiler (C 1688, R 1688 und R 1690) wird die Spannung dem Actuator zugeführt.

Dieser Spannungsteiler verhindert im Störfall, daß über längere Zeit eine Gleichspannung von größer 100 V, was eine Depolarisierung zur Folge hätte, am Actuator anliegt.

#### 4. Die DTF-Platte (Schaltplan siehe Seiten 112/113)

Das Kernstück der DTF-Platte ist der Mikrocomputer SM 591. Dieser erzeugt neben der Servo-Referenzfrequenz den Chromaschaltimpuls, die Steuersignale für den DTF-Frequenzteiler und steuert den Kopfverstärker bei Aufnahme, sowie das Laufzeitmodul.

##### 4.1 Resetsteuerung

Bevor der Recorder in Aufnahme oder Wiedergabebetrieb geht, muß der Mikrocomputer in einen definierten

Ausgangszustand gebracht werden. Vom Bedienmodul erhält er die Reset-Information. Im ausgefädelten Zustand liegt diese Leitung auf „L“-Pegel, wodurch der Rechner rückgesetzt wird. Während des Einfädelvorganges und im eingefädelten Zustand geht diese Leitung auf „H“-Potential. Der Rechner arbeitet. Das Integrierglied R 2652 und C 2652 dient der Störungsunterdrückung.

##### 4.2 Erzeugung der Clockfrequenz

In einem, speziell für diesen Anwendungsfall für GRUNDIG entwickelten CMOS-Oszillator-Takteiler wird die 6 MHz Taktfrequenz des SM 591 erzeugt. In diesem Takteiler SM 807 (IC 2660) wird über einen 6 MHz Quarzoszillator neben dem SM 591-Takt auch noch die 3 MHz Taktfrequenz für den Ablaufsteuerungs-Mikrocomputer, die Ansteuerfrequenz von 62,5 kHz für den Löschoszillator und der 50 Hz-Takt für die Uhr erzeugt.

##### 4.3 Sollwerterzeugung für Band- und Kopfservo

###### 4.3.1. Wiedergabe

Bei Wiedergabe gibt der Mikrocomputer am PIN 33 die Referenzfrequenz von 25 Hz, mit einem Tastverhältnis von annähernd 1:1 aus. Der Transistor T 2658 invertiert das Signal und setzt den TTL-Pegel auf 15 V-Pegel um.

Bei Zeitlupen- oder Zeitrafferwiedergabe ändert sich die Relativgeschwindigkeit, d.h. die resultierende Aufzeichnungsgeschwindigkeit aus Kopfradrotations- und Bandvorschubgeschwindigkeit. Damit verkoppelt ist auch die Länge der gelesenen Zeilen. Bei normaler Wiedergabe beträgt die Dauer einer Zeile 64 µsec.

Wird – wie bei den Feature-Funktionen – die Bandtransportgeschwindigkeit variiert, verändert sich auch die gelesene Zeilendauer. Die Chroma-(PAL)-Verzögerungsleitung ist aber fest auf 64 µsec Verzögerungszeit abgestimmt. Dadurch würde sich in diesen Fällen ein seitlicher Versatz zwischen dem Schwarz/Weiß- und dem Farbbild ergeben. Dieses wird vermieden, indem man die Kopfradzahl so verändert, daß die Relativgeschwindigkeit gleichbleibt, wodurch die Zeilendauer immer 64 µsec beträgt.

Die jeweils notwendige Referenzzeit wird vom Mikrocomputer ausgegeben. Sie errechnet sich nach folgender Formel:

$$v_{rel} = \sqrt{v_K^2 + v_B^2 - 2 \times v_K \times v_B \times \cos\beta}$$

umgestellt nach  $v_K$ :

$$v_K^{1/2} = v_B \times \cos\beta \pm \sqrt{(v_B \times \cos\beta)^2 + v_{rel}^2 - v_B^2} \quad [1]$$

wobei  $v_B$  die Bandtransportgeschwindigkeit  
β der Spurneigungswinkel  
und  $v_K$  die Kopfradgeschwindigkeit ist.

$$v_K = \frac{\text{Kopfrad } \varnothing \times \pi}{f_{ref}}$$

umgestellt nach der Referenzfrequenz  $f_{ref}$ :

$$f_{ref} = \frac{\text{Kopfrad } \varnothing \times \pi}{v_K} \quad [2]$$

Setzt man die Gleichung [1] in die obige ein, erhält man die endgültige Formel:

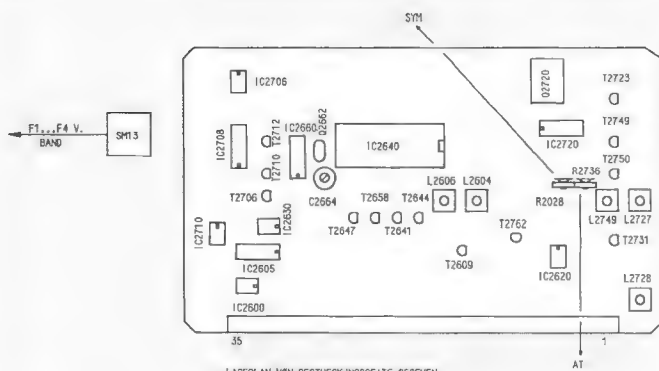
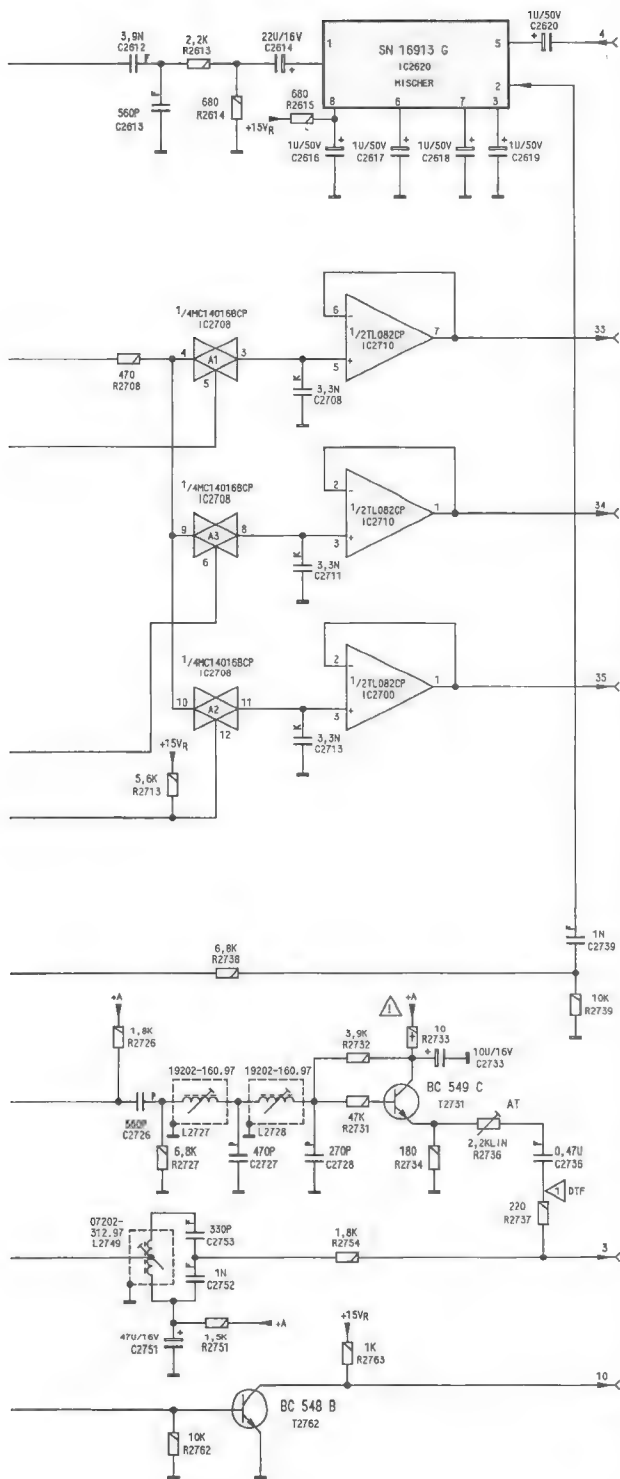
$$\frac{1}{f_{ref}} = \frac{\text{Kopfrad } \varnothing \times \pi}{v_B \times \cos\beta \pm \sqrt{(v_B \times \cos\beta)^2 + v_{rel}^2 - v_B^2}}$$

Die so errechneten Referenzfrequenzen ergeben folgende Werte:

Normalgeschwindigkeit	= 40,00 msec ± 25,00 Hz
1/3 *	= 40,16 msec ± 24,90 Hz
7 *	= 38,88 msec ± 25,72 Hz
5 *	= 41,12 msec ± 24,32 Hz

Dabei sind  $v_B = 0,02442 \text{ m/sec}$  (bei Normalgeschwindigkeit)  
 $\cos\beta = 0,998941$   
 $v_{rel} = 5,080706 \text{ m/sec}$   
Kopfrad  $\varnothing = 65 \text{ mm}$





LAGEPLAN VON BESTÜCKUNGSSEITE GEGEBEN

BANDSERVO-  
REGELSPG. B.W. → SM13

REGELSPG.  
ACT. 1 → SM30

REGELSPG.  
ACT. 2 → SM29

- 1 ○ MASSE
- 2 ○
- 3 ○ F1...F5
- 4 ○ F1...F4 V. BAND
- 5 ○
- 6 ○ DTF-RESET
- 7 ○ MASSE
- 8 ○
- 9 ● KENNSTIFT
- 10 ○ RE-IMPULS
- 11 ○ PAL-/SECAM-UMSCHALTUNG
- 12 ○ +15V<sub>R</sub>
- 13 ○ BILDIMPULS
- 14 ○ CHROMA-SCHALTIMPULSE
- 15 ○ H1-IMPULS
- 16 ○ LAUFZEIT-SCHALTIMPULSE
- 17 ○ SOLLMERKE F. BAND-UND KOPFSERVO
- 18 ○
- 19 ○ DTF-REGELSPG. BEI AUFN.
- 20 ○ +W 15V
- 21 ○ +5V<sub>E/R</sub>
- 22 ○
- 23 ○
- 24 ○
- 25 ○ +A 15V
- 26 ○ WS3
- 27 ○ WS2
- 28 ○ WS1
- 29 ○ 50KHZ-UHR-TAKT
- 30 ○ +15V<sub>D</sub>
- 31 ○ 3MHz-TAKT F. AS-US
- 32 ○ 62,5KHZ-LOSCHFREQUENZ
- 33 ○ BANDSERVO-REGELSPG. B.W.
- 34 ○ REGELSPG. ACT. 1
- 35 ○ REGELSPG. ACT. 2

#### METALLSCHICHTWIDERSTÄNDE

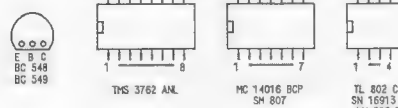
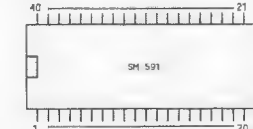
- 0,3W 0204 HSM
- 0,4W 0207 HSM
- 0,6W 0309 HSM
- 1W 0414 HSM
- DRÄHTWIDERSTAND
- METALLKOHLENWIDERSTAND

#### KONDENSATOREN

- KERAMIK
- FOLIEN
- POLYPROPYLEN
- BIPOLAR-ELEKTROLYT
- ELEKTROLYT
- TANTAL-ELEKTROLYT

BAUELEMENTE NACH VDE-B2M.  
IEC-RICHTLINIEN, IM ERSATZFALL NUR  
TEILE MIT GLEICHER SPEZIFIKATION  
VERWENDEN!

HINWEIS: BEI EINGRIFFEN SCHUTZMASSNAHMEN  
FÜR MOS-BAUTEILE BEACHTEN!



F1...F5 → KVT

RE-IMPULS → SM23 Y33 KVT

# GRUNDIG

## VIDEO 2x4 Super

### Schaltplan

### DTF - Steckkarte

VB = Bandtransport-  
geschwindigkeit  
A = Spurlänge ohne  
Bandtransport  
B = tatsächliche Spurlänge  
 $\beta$  = Spurneigungswinkel

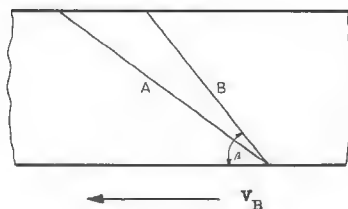


Bild 11

## Aufnahme

Bei Aufnahme muß der Servo auf die vom Sender kommenden V-Impulse synchronisiert werden. Der vom Mikrocomputer erzeugte Referenzimpuls ist zwar auch V-Impuls verkoppelt, jedoch sind die Flanken, bedingt durch die Art der Impulserzeugung im Rechner, mit einem zu großen Jitter behaftet. Aus diesem Grund wird der auf Chromplatte erzeugte V-Impuls mit dem 25 Hz Referenzimpuls des Rechners vergattert.

Bei Aufnahme wird der Analogschalter B 3 (IC 2605) geschlossen. Die Vertikalimpulse gelangen an den Kollektor des Transistors T 2658. Die positive Zeitdauer des Referenzimpulses schaltet diesen Transistor durch. Während dieser Zeit wird der V-Impuls unterdrückt. Die „L“-Zeit des Referenzimpulses sperrt den Transistor, der in dieser Periode kommende V-Impuls steht am Ausgang der DTF-Platte der Servo-Platte als Referenzsignal zur Verfügung. (Bild 12)



- (1) = Ausgang 33 des Microcomputers  
(2) = Invertiertes und verstärktes Signal am Kollektor T2658  
= Referenzimpuls bei Wiedergabe  
(3) = Vertikalimpuls am Pin 10 des Schalters B3  
(bei Aufnahme senderverkoppelt)  
(4) = durch die Vergatterung gewonnene Aufnahmerefenz am Anschluß  
17 der DTF - Platte.

Bild 12

## 4.4 Erzeugung und Aufsprechen der DTF-Frequenzen

Ein ebenfalls speziell für GRUNDIG entwickelter Quarzoszillator mit programmierbaren Teiler IC (IC 2720) erzeugt die DTF-Frequenzen.

Der Quarzoszillator schwingt auf einer Frequenz von 4905021 Hz. Durch drei Steuereingänge steuert der Mikrocomputer das Teilverhältnis und ordnet so jedem Videokopf die richtige Hilfsfrequenz in der richtigen Reihenfolge zu. (Bild 13)

Steuereingänge (IC 2720)			Teiler- verhältnis	zugeordneter Videokopf	Ausgangs- frequenz
A (PIN 4)	B (PIN 3)	C (PIN 1)			
H	H	H	48:1	K 1	f1=102 187 Hz
L	H	L	42:1	K 2	f2=116 786 Hz
H	L	L	30:1	K 1	f4=163 500 Hz
L	L	H	33:1	K 2	f3=148 637 Hz
Burst			22:1	K 2	f5=222 955 Hz

Bild 13

Am Ausgang 12 des Teiler IC's erhält man diese Frequenzen. Über R 2723 wird der Transistor T 2723 angesteuert. Der nachgeschaltete Bandpaß L 2727, C 2727, L 2728, C 2728) filtert die Grundwelle heraus und formt so die Rechteckimpulse in Sinusschwingungen um. Der anschließende Emittierfolger erzeugt die notwendige Stromamplitude. Mit R 2736 wird der Aufsprechstrom (-23 dB vom Y-Strom) eingestellt. Während der Zeitdauer des Burstes wird das Teilungsverhältnis durch den WR-Impuls gesteuert. Durch die Diode D 2745 und R 2745 wird der Transistor T 2723 gesperrt. Gleichzeitig schaltet der WR-Impuls den Transistor T 2750 durch wodurch die Ausgangsfrequenz am PIN 12 des Teilers den Transistor T 2749 durchsteuern kann. Der Schwingkreis im Kollektor filtert ebenfalls die Grundwelle heraus, an der kapazitiven Anzapfung wird die Spannung abgenommen und über den Widerstand R 2754 dem Summierpunkt der Aufsprechströme, zusammen mit den Chroma-, Y- und den f1-f4 Frequenzen aufgesprochen.

Weiterhin erzeugt der Mikrocomputer noch den Kopfschaltimpuls, welcher bei Aufnahme der Kopfidentifikation und bei Wiedergabe der Kopfschaltung dient. Dabei liest während der „L“-Dauer Videokopf 1 und während der „H“-Dauer Videokopf 2.

Der RE-Impuls schaltet bei Aufnahme den Kopfverstärker auf Wiedergabe um und ermöglicht so das Lesen der Burstfrequenzen.

Der Chroma-Schaltimpuls gelangt über Anschluß 14 auf die Chromplatte. Dort erfolgt eine halbbildweise Phasenumschaltung des Chromasignals.

## 4.5 Erzeugung der DTF-Regelspannung bei Aufnahme

Die auf der Servo-Platte, im Burstverstärker gewonnene Regelspannung gelangt über Anschluß 19 der DTF-Platte auf den Schalter B 1 (IC 2605). Der nachfolgende Komparator setzt die analoge Regelspannung in eine digitale, impulsbreitenvariable Information um. Der Ausgang des Komparators ist mit dem Mikrorechner verbunden. Dieser tastet alle 20 msec das Komparatorsignal ab und vergleicht es intern mit den vorherigen Werten. Die Ausgabe des errechneten Regelspannungswertes erfolgt digital über einen 8-bit-breiten Datenbus. Ein nachfolgender Digital-Analog-Wandler, bestehend aus dem R-2R-Netzwerk (R 2671 – R 2697) und ein nachgeschalteter Strom-Spannungs-Wandler formt aus den digitalen Bitmuster einen analogen Spannungswert. Dieser Spannungswert wird zur Gewinnung der digitalen Eingangssignale auf den invertierten Komparatoreingang zurückgeführt, und steht auch über R 2708 an den drei Analogschaltern A 1, A 2 und A 3 (IC 2708). Die Steuereingänge dieser Schalter werden ebenfalls über den Mikrocomputer gesteuert. Bei Aufnahme wird der Schalter A 1 nicht angesteuert, da die Phasenregelspannung für den Bandservo in dieser Betriebsart auf der Servoplatte gewonnen wird.

Die Schalter A 2 und A 3 für die Actuator-Regelspannung werden immer dann geschlossen, wenn am Ausgang des D-A-Wandlers der dazugehörige Spannungswert steht.

Der Rechner gibt für den Actuator 1 immer 7,5 V aus. Die daraus resultierende Actuatorspannung beträgt 0 V, d.h. der Actuator wird in seiner Ruhelage festgehalten. Der Actuator 2 wird geregelt. Dadurch ändert sich die Ausgangsspannung des D-A-Wandlers. Wird nun der Schalter A 2 geschlossen, ändert sich das Spannungspotential am Hold-Kondensator C 2713. Ein nachfolgender Impedanzwandler entkoppelt den Hold-Kondensator C 2713

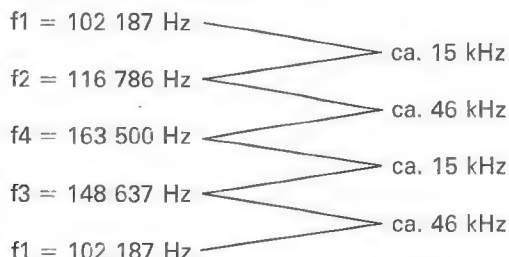


und führt die so gewonnene Regelspannung dem Tiefpaß und der Actuatorenstufe auf der Servo-Platte zu. Alle drei Sample-and-Hold-Stufen sind über Impedanzwandler entkoppelt.

#### 4.6 Regelspannungserzeugung zur Bandservo und Actuatornachführung bei Wiedergabe

Am Anschluß 4 der DTF-Platte erhält man das verstärkte und gefilterte Tracksensingsignal. Im Mischer (IC 2620) wird dieses Signal mit dem im TMS 3762 ANL erzeugten Signal gemischt. Am Mischerausgang erscheinen dann die Mischprodukte mit den DTF-Frequenzen, welche von den Nachbarspulen übersprechen.

Es entstehen folgende Mischprodukte:



Da von den entstandenen Mischprodukten nur die Differenzfrequenzen zur Regelspannungserzeugung herangezogen werden, werden diese in zwei Resonanzkreise ( $\sim 3\text{ kHz}$  Bandbreite) herausgefiltert, anschließend durch die Dioden (D 2604, D 2606) demoduliert und subtrahiert. Diese Differenz wird im folgenden Operationsverstärker ( $1/2$  IC 2600) ca. 9-fach verstärkt. Der Kondensator in der Gegenkopplung glättet die so gewonnene Regelspannung.

Befinden sich die Videoköpfe exakt auf der Spur, so haben die Mischprodukte mit den beiden Nachbarfrequenzen gleiche Intensität. Demzufolge haben beide demodulierten Signale gleiche Amplitude und durch die Subtraktion heben sich beide Spannungen auf. Der Ausgang des Verstärkers (IC 2600) bleibt auf Mittelspannung ( $+7,5\text{ V}$ ). Mit dem Symmetrie-Regler (R 2608) werden die Unterschiede der beiden Resonanzkreise und der anschließenden Demodulatoren ausgeglichen. Weichen die Videoköpfe nach oben oder unten von der Sollage ab, so überwiegt einmal des Übersprechen der vorherigen bzw. der folgenden Spur. Die Spannung nach der Subtraktion hebt sich in diesen Fällen nicht mehr auf, so daß der Ausgang des Regelverstärkers (IC 2600) von der Mittelspannung abweicht. Die Höhe der Abweichung ist ein Maß für den Spurfehler.

Die so erzeugte Regelspannung wird über den bei Wiedergabe geschlossenen Schalter B 2 (IC 2605) auf den Komparatoringang (IC 2630) gegeben. Wie bei der Aufnahme- und Wiedergabe wird auch jetzt die analoge Regelspannung digitalisiert und dem Mikrocomputer zugeführt.

Die Schaltungsfolge Komparator-Mikrocomputer-D-A-Wandler, verbunden mit der Rechner-Software stellt ein digitales Kammfilter dar. Die Polstellen dieses Filters liegen bei  $25\text{ Hz}$  und ein vielfaches davon. Alle Bandlauffehler, welche die Actuatoren ja ausregeln müssen; wiederholen sich pro Kopfrumdrehung – also alle  $25\text{ Hz}$ . Durch das Kammfilter werden nur diese Anteile verstärkt und alle Störungen außerhalb des  $25\text{ Hz}$ -Spielraums stark unterdrückt.

Am Ausgang 7 des IC's 2700 erhält man die Regelspannung für die beiden Actuatoren und des Bandservos.

Drei Sample-and-Hold-Stufen (Schalter A 1; A 2; A 3 und

die dazugehörigen Speicherkondensatoren) speichern die ausgegebene Regelspannung ab.

Der Schalter A 1 für die Bandservo-Phasenregelung wird alle  $20\text{ msec}$  geschlossen und die momentan anstehende Spannung im Hold-Kondensator C 2708 gespeichert. Der nachfolgende Impedanzwandler – Eingangswiderstand  $1 \times 10^{12} \Omega$  – verhindert ein zu schnelles Entladen des Speicherkondensators und führt über Anschluß 33 die Regelspannung der Servo-Platte zu.

Die Schalter A 2 und A 3 werden abwechselnd 16 mal je Halbbild geschlossen. Die Regelspannung wird in den Hold-Kondensatoren C 2711/C 2713 abgespeichert und ebenfalls über Impedanzwandler und den Anschlüssen 34 bzw. 35 der Servo-Platte zugeführt.

#### 4.7 Actuatoranfangswertausgabe

Verläßt ein Videokopf den vom Band umschlungenen Teil des Kopftrommelumfangs so würden die Actuatoren auf die Höhe des letzten Ausgabewertes gehalten werden. Damit eine sichere Spurnachsteuerung bereits zu Beginn des Lesezyklus gewährleistet ist, wird der erste der insgesamt 16 Abtastwerte im Rechner abgespeichert. Nach Beendigung des Lesezyklus wird dieser Spannungswert ausgegeben und dem betreffenden Actuator zugeführt. Somit wird der Videokopf in die Lage gebracht, die er etwa zu Beginn eines neuerlichen Lesezyklus benötigt.

#### 5. Regelspannungserzeugung zur Kopfnachsteuerung bei den Feature-Funktionen

Damit die Kopfnachsteuerung die Sollspur finden und folgen kann, wird neben der vom Spurelesefehler abhängigen Regelspannung auch noch eine sogenannte Schrägvorgabe ausgegeben. Dabei handelt es sich um eine sägezahnförmige Spannung, dessen Amplitude und Phasenlage vom Rechner nach dem theoretischen Spurverlauf errechnet wird. Zu dieser Schrägvorgabe wird die Regelspannung addiert. Die Actuatorregelung braucht nur noch den tatsächlichen Spurf Fehler ausgleichen.

##### 5.1 Standbildbetrieb

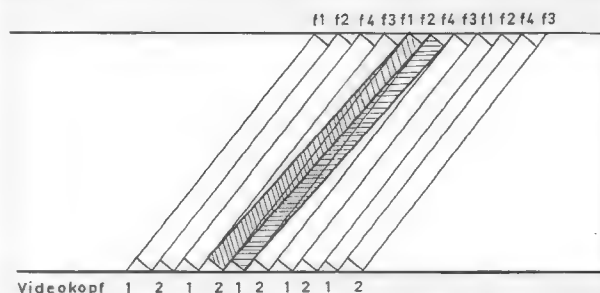


Bild 14 Abtastung der Spuren bei Standbildwiedergabe (schraffiert: Abtastung der Spuren ohne Actuatorsteuerung)

Das Band kann nach Eingabe des Standbildbefehls nicht schlagartig angehalten werden. Der Rechner muß seine ausgegebenen Frequenzen (für den Mischer) so oft umschalten und mit den DTF-Frequenzen auf der gelesenen Spur vergleichen, bis die richtige Frequenzkombination gefunden ist.

Frequenzfolgemöglichkeiten:

- $f_1 - f_2$
- $f_2 - f_4$
- $f_4 - f_3$
- $f_3 - f_1$



# Der mechanische Teil des neuen Video-Recorders Video 2x4 Super



- 1 Laufwerk
- 2 Bedienteil
- 3 Suchlaufteil
- 4 Netzteil
- 5 Chroma-Teil
- 6 Y-Teil
- 7 Servo-Teil
- 8 DTF-Teil
- 9 Ton-Teil
- 10 ZF-Teil
- 11 Tuner
- 12 Motor-Steuerung
- 13 Modulator  
(im Bild nicht sichtbar)

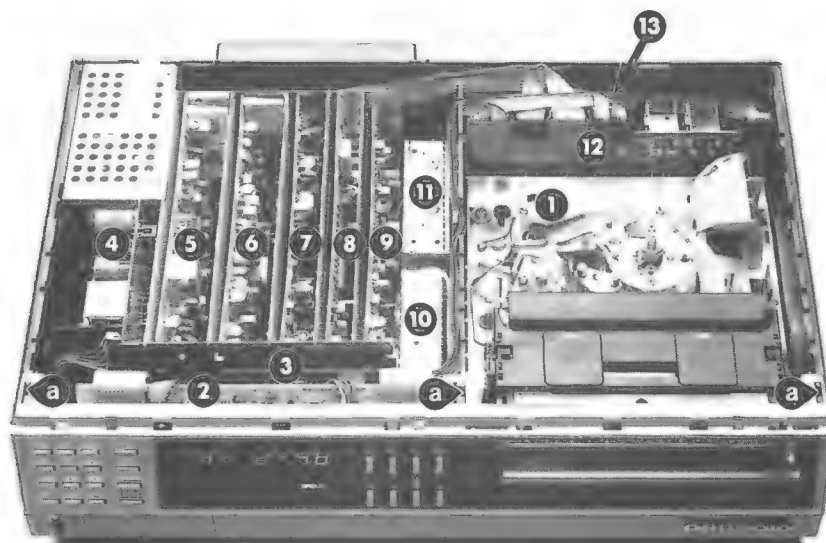


Bild 1 Innenansicht des GRUNDIG-Video recorders  
Video 2x4 Super

Der neue Video-Recorder Video 2x4 Super von Grundig stellt auch in mechanischer Hinsicht die konsequente Weiterentwicklung der bewährten Typen 2x4 und 2x4 PLUS dar. Alle Erfahrungen, die bezüglich Montage, Justage und Service an den bisherigen Modellen gemacht werden konnten, sowie der Zwang, weitere Kosten einzusparen und durch rationellere Fertigungsmethoden preiswürdige und trotzdem qualitativ noch hochwertigere Geräte auf den Markt zu bringen, führten zu dem neuen Gerät, welches anschließend und in weiteren Beiträgen auch elektrisch vorgestellt wird.

Daß alle bewährten Kriterien des Systems 2000, wie z.B. das DTF-System (Dynamic-Track-Following System  $\triangleq$  dynamisches Spurfolgesystem) noch weiter verbessert wurden, können Sie den Beschreibungen entnehmen.

Daß volle Kompatibilität beim Bandaustausch gewährleistet bleibt, ist selbstverständlich.

Der Videorecorder 2x4 Super ist wieder als Frontlader ausgeführt. In einem stabilen Gehäuserahmen aus Kunststoff sind die Grundbausteine Einbauchassis und Laufwerk eingebaut. Großer Wert wurde auf weitere Verbesserung der Servicefreundlichkeit des Gerätes gelegt. Alle Bauteile sind nach dem Abnehmen des Deckels und Bodens leicht zugänglich. Die Frontplatte ist durch Schnappverschlüsse am Gehäuserahmen gehalten (siehe Bild 1).

## Einbauchassis

Übersichtlich sind auf dem Einbauchassis die elektrischen Baueinheiten für die gesamte Gerätesteuerung steckbar angeordnet (Bild 1). Werden die Schnappverschlüsse (a) der Frontplatte gelöst, kann dieser Baustein abgenommen werden. Auch danach ist das Gerät weiter voll bedienbar. Das Betätigen der Schaltfunktion geschieht über Kurzhubkontakte. Während nach dem Drücken einer Taste die angewählte Funktion abläuft, leuchtet das dazugehörige Symbol auf.

## Laufwerk

Das Präzisionsteil des Laufwerks ist der Bandtrommelbaustein, dagegen wird an das Chassis keine so hohe maßliche Forderung gestellt.

Der Lagerbock wurde gegenüber dem vom Video 2x4 und Video 2x4 plus vergrößert (siehe Bild 2). An seiner Unterseite ist das Kopfverstärkergehäuse mit angespritzt. Es wirkt als Abschirmung um Störungen durch Mittelwellen-Sender auszuschließen.

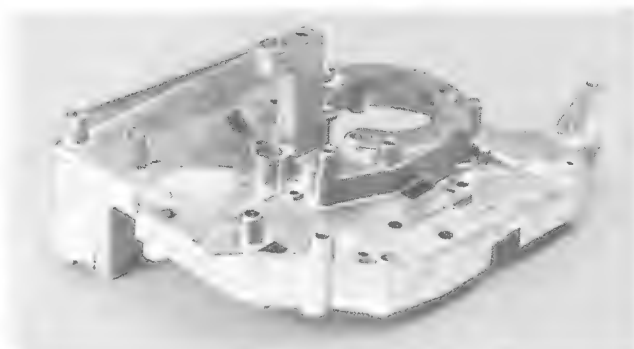


Bild 2 Lagerbock aus Alu-Spritzguß, an der linken Seite befindet sich das angespritzte Kopfverstärkergehäuse

Durch die im neuen Gerät eingebauten Features wie Standbild, Zeitlupe, Zeitraffer (7fache Vorlauf- und 5fache Rücklaufgeschwindigkeit des Bandes) und APF-Suchlauf (Automatischer Programm-Finder) werden noch höhere Anforderungen an den Bandlauf als bisher gestellt. Deswegen sind alle bandführenden Achsen und Hülzen in dem erweiterten Lagerbock genau eingepaßt. Ein Justieren der Achsen und Bolzen ist nicht mehr erforderlich.

Nach der Montage bilden der Lagerbock, Bandtrommel mit Kopfrad, die Capstanwelle mit Motor, der Tonkopf für Aufnahme und Wiedergabe, die Löschköpfe, der Transportring, der Steuer-, Fühl- und Rollenandruckhebel, der

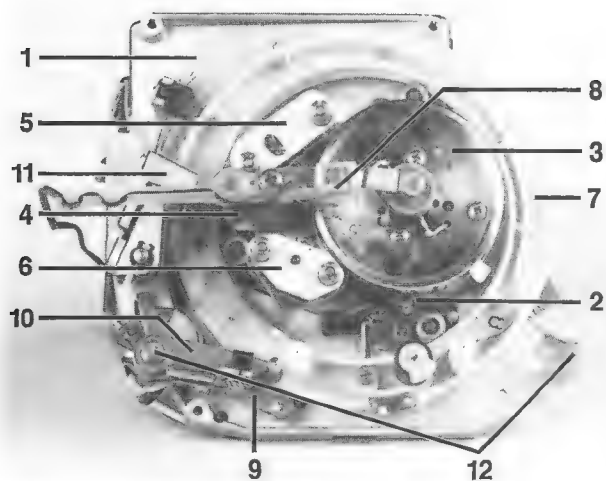


Bild 3 Ansicht des Laufwerkes

- |                |                          |
|----------------|--------------------------|
| 1 Lagerbock    | 7 Transportring          |
| 2 Bandtrommel  | 8 Schleiffederhalter     |
| 3 Kopfrad      | 9 Steuerhebel            |
| 4 Capstanwelle | 10 Fühlhebel             |
| 5 AW-Tonkopf   | 11 Rollenandruckhebel    |
| 6 Löschkopf    | 13 Cassettenrollenbolzen |

Schleiffederhalter und die Cassettenrollenbolzen eine stabile Einheit (siehe Bild 3).

Beim Laufwerk-Chassis wurde die Outsert-Technik\* angewendet. Das ist ein Verarbeitungsverfahren, mit dem beliebig viele Teile aus Kunststoff in einem Arbeitsgang auf ein Metall-Chassis angespritzt werden können. Dies bringt den Vorteil von geringen Abmaßen und hoher Festigkeit. Die Montage wird dadurch vereinfacht, und Justagearbeiten entfallen ebenfalls. So sind auf dem Laufwerk-Chassis die Führungen für den Cassettenschacht, die Lagerung für die Wickelmotore und den Fädelmotor, die Bolzen zur Auflage und Fixierung der Cassette, die Lagerung von Wellen und Achsen, die Aufnahmen und Schnappverschlüsse verschiedener Bauelemente sowie Kabelführungen in einem Spritzguß aufgebracht (siehe Bild 4).

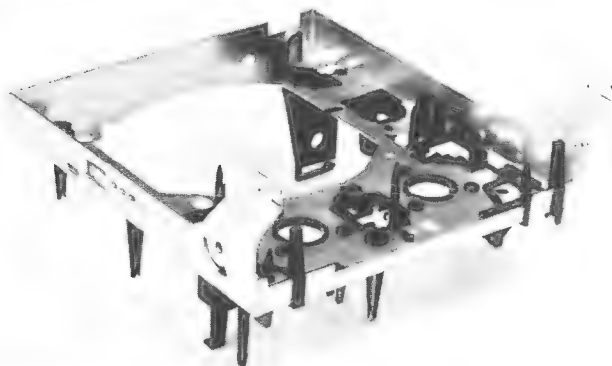


Bild 4 Outsert-Laufwerkchassis

Der Cassettenschacht ist ebenfalls in Outsert-Technik angefertigt. Bei diesem Baustein entfällt jegliches Schrauben und Nieten, denn alle Teile des Cassettenschachtes sind aus Kunststoff und werden durch Schnapphaken miteinander verbunden.

Für die Steuerung und den Antrieb des Laufwerkes werden wie bisher fünf Gleichstrommotore eingesetzt. Das Kopfrad und die beiden Wickelteller für die Cassettenspulen werden direkt angetrieben, die Capstanwelle mittels Riemen.

Der Antrieb des für die mechanische Steuerung benötigten Transportrings wurde neu konstruiert. Statt des bis-

\* (siehe TI 1/2-80 Seite 101 ff)

herigen Getriebemotors wurde ein Gleichstrommotor eingesetzt, der über einen Flachriemen eine im Outsert-Chassis gelagerte Welle antreibt. Eine auf der Welle sitzende Schnecke dreht über ein Schneckenrad den Transportring. Bei ausgefädelter Stellung des Transportrings gleitet die Schnecke axial auf der Welle und bewegt über eine Schubstange den Cassettenschacht entweder nach oben oder unten.

Für den Steuer- und Einfädelvorgang wurden bisher zwei Ringe benötigt. Durch den Schneckentrieb ist es möglich, einen Ring einzusparen und beide Funktionen durch den sog. Transportring auszuführen. Der Transportring besteht aus glaskugelverstärktem Kunststoff. An seiner Unterseite ist ein Zahnkranz und am Umfang die Steuerkurve angespritzt. Außerdem trägt der Transportring alle Einfädelelemente und die Andruckrolle sowie zwei Kontaktplättchen zum Schalten der Ablaufsteuerung. Durch diesen motorisierten Antrieb ist es möglich, das Laufwerk über eine Fernsteuerung zu bedienen. Indirekt geht es mit einem GRUNDIG-Farbfernsehgerät, wenn ein Fernbedienen-Adapter eingebaut ist, oder direkt über einen seitlich am Gehäuse des Videorecorders anzubringenden Infrarot-Fernbedien-Empfänger.

Der Kopfradantrieb und dessen Lagerung, sowie Antrieb und Lagerung der Capstanwelle wurden vom Video 2x4 und 2x4 PLUS übernommen, da sie sich als sehr zuverlässig erwiesen.

Zum direkten Antrieb der beiden Wickelteller in der Cassette werden zwei sintergelagerte, eisenlose Gleichstrommotore mit Tachogeneratoren verwendet. Der vorgeschriebene Grundbandzug für den Aufnahme- und Wiedergabebetrieb wird von der Ablaufsteuerung nach den errechneten Wickelradien gesteuert. Da hier höchste mechanische Anforderungen gestellt werden, sind statt der bisher verwendeten Reflex-Tachoscheiben noch exakter arbeitende Durchlicht-Tachoscheiben in die Wickelmotore eingebaut. Der im 2x4 PLUS eingesetzte Fühlhebel zur Bandzugregelung wird hier nur noch zum Umlenken des Bandes benötigt. Außerdem sind noch optoelektronische Elemente für die Bandendabschaltung auf ihm angebracht.

Um Schlaufenbildung bei abgeschalteten Wickelmotoren zu verhindern, wurde ein Bremsschieber eingebaut. Er wirkt mechanisch auf die beiden Wickel und wird, sobald eine Funktion am Gerät gewählt wird, durch den Bremslüftmagneten geöffnet.

Für das Umspulen stehen drei verschiedene Geschwindigkeiten zur Verfügung. Im ausgefädelten Betrieb, dem sog. Schnellgang, dauert es bei der 2x4 Std.-Cassette ca. 128 sec. Beim APF-Vor- und Rücklauf erfolgt dieser Vorgang in 261 sec. In dieser Umspulstellung kann die bei Aufnahmeanfang und -ende gesetzte Markierung aufgefunden werden. Der Bildsuchlauf erfolgt im Vorlauf mit 7facher und im Rücklauf mit 5facher Bandgeschwindigkeit. Während dieser Funktion wird dank DTF ein störzonenfreies Bild wiedergegeben.

Die Spannungsversorgung und -zuführung für die Video-Köpfe erfolgt in der bereits bekannten Technik.

Bei unbestückter Maschine ist der Cassettenschacht stets hochgefahren und der Einlegeschlitz geöffnet. Wird die Cassette eingelegt (Bandschutzschieber und -klappe öffnen sich dabei automatisch), muß sie soweit eingeschoben werden, bis sie einrastet. Nach richtig eingeschobener Cassette wird ein an der Schachtklappe angeordneter Schaltkontakt betätigt. Während der Schacht

*Fortsetzung auf Seite 128*



# Das Bedienteil und die Uhr des GRUNDIG-Videorecorders Video 2x4 super



Der Videorecorder **2x4 super** bietet dem Benutzer zusätzlich zu den bisher üblichen Funktionen wie Wiedergabe, Standbild, Zeitlupe jetzt auch einen Bildsuchlauf (Zeitraffer) vor- und rückwärts. Als weiterer Bedienungskomfort ist der elektronische Bandzähler herauszuheben. Dieser zeigt nach Einlegen einer Cassette an beliebiger Stelle die Spielzeit in Stunden und Minuten an. Für die Ermittlung der Restzeit (Programmier-Reserve) ist nur ein Tastendruck erforderlich. So kann z. B. innerhalb von Sekunden festgestellt werden, ob eine teilweise bespielte Cassette für eine weitere Aufnahme noch genügend Kapazität besitzt.

Darüber hinaus läßt sich jede gewünschte Bandzählerstellung über die Tastatur vorwählen und mit der Ziellauf-Taste die entsprechende Bandstelle anlaufen.

**Bild 1** zeigt die Anordnung und Bedeutung der Anzeige- und Bedienelemente an der Gerätefront, **Bild 2** die Baugruppen des Bedienteils. Den Schaltplan finden Sie auf den Seiten 126/127.

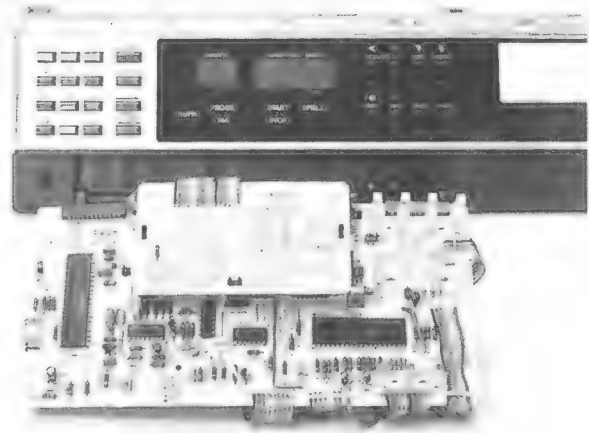


Bild 2 Baugruppen des Bedienteils

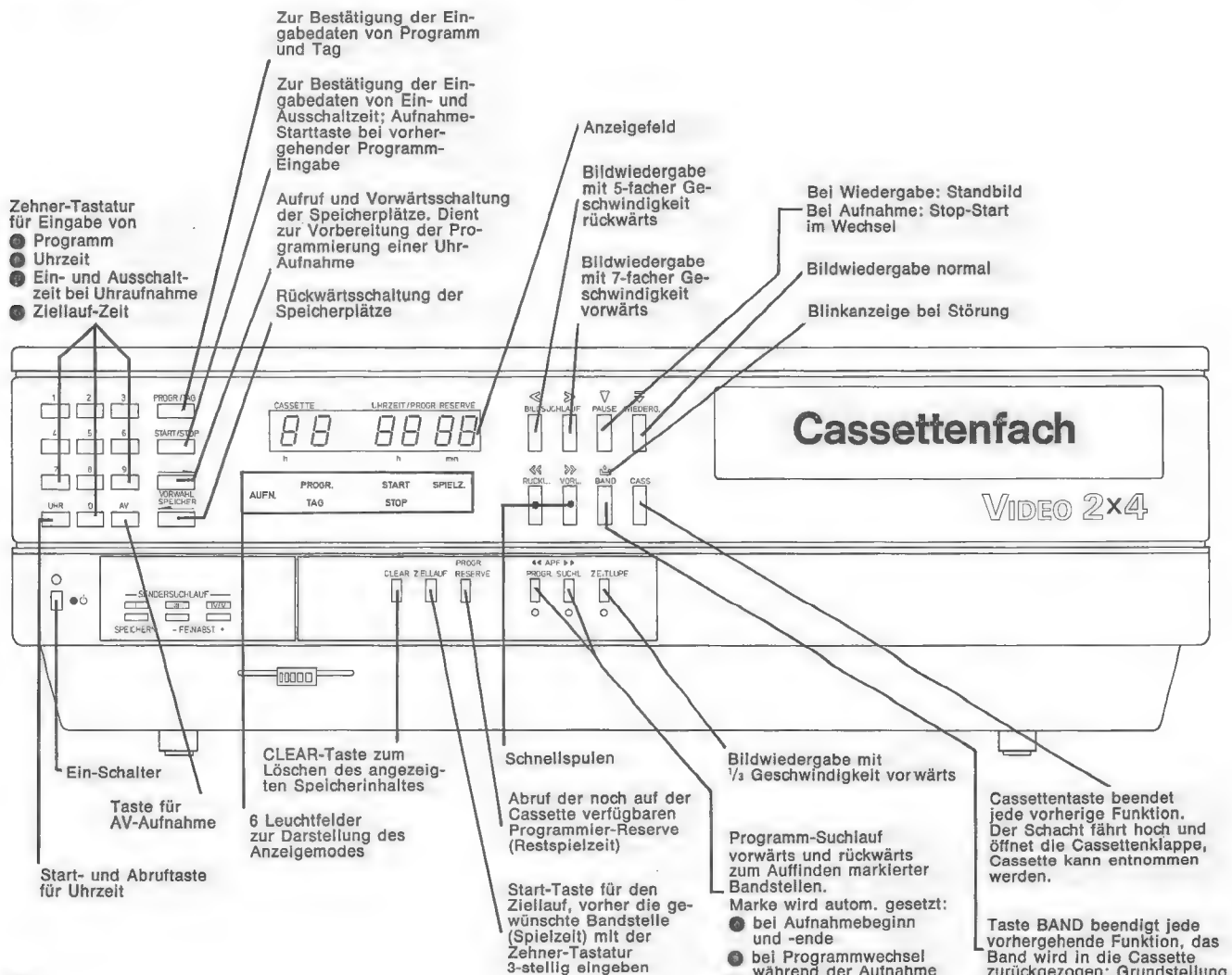


Bild 1

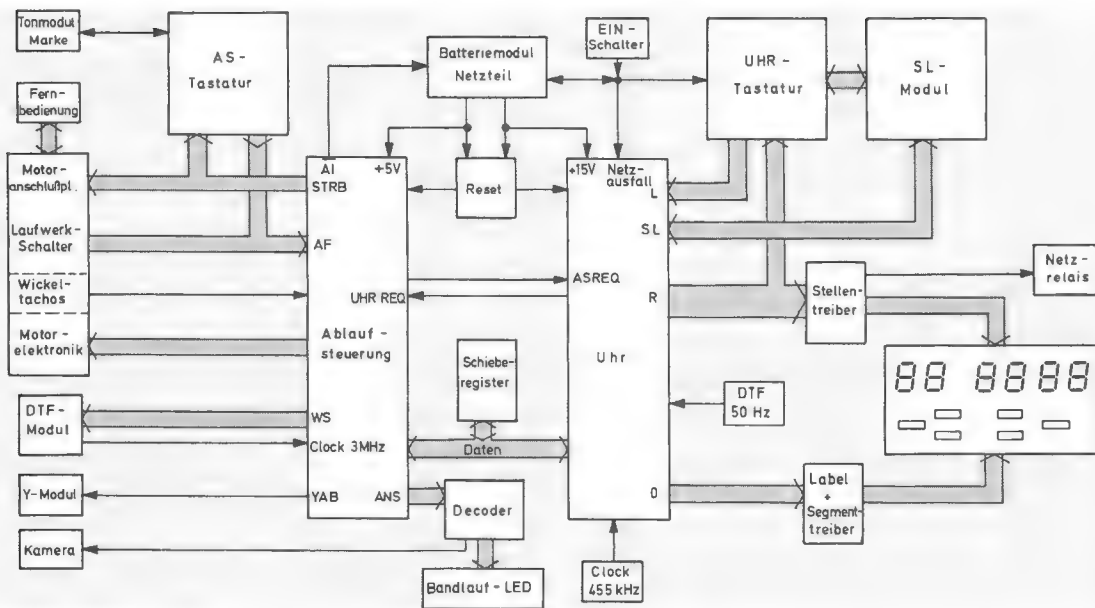


Bild 3 Funktions-Blockschaltbild

Das für den Video 2x4 super neu entwickelte Bedienteil enthält ein 2-Mikrocomputersystem, bestehend aus der Ablaufsteuerung SDA 2010 – B 316 und dem Uhrenbaustein TMS 1600 P 3750. Der SDA 2010 – B 316 ist ein anwendungsspezifischer Einchip-NMOS-Mikrorechner mit 8-Bit-CPU, 2-kBytes-ROM, 64 Bytes-RAM, vier 6-Bit-DA-Wandlern und 5-V-Versorgungsspannung im 40-Pin-Gehäuse. Er übernimmt Befehle von der Bandlauf-Tastatur, der Fernbedienung und über die Prozessor-Schnittstelle vom Uhr-Baustein; erhält Informationen über die einglegte Cassette, die Stellung der Mechanik und des Videobandes und erzeugt daraus Steuersignale für die Motor- und Videoelektronik. Er errechnet den Bandzählerstand aus dem Drehzahlverhältnis der Wickelmotoren, gibt ihn an die Prozessorschnittstelle aus und steuert über Analogwert-Ausgänge die Drehmomente der Wickelmotoren und damit den Bandzug.

Der TMS 1600 P 3750, ein PMOS-Einchip-Rechner mit 4-Bit-ALU, 4-kx8-ROM, 128x4-RAM und 15-V-Versorgung im 40-Pin-Gehäuse enthält eine 24-Std.-Uhr und eine Schaltuhr mit 5 Programmierplätzen. Er verarbeitet die Eingaben an der Zehner-, Programmier- und Suchlauf-tastatur, gibt entsprechende Befehle an die Ablaufsteuerungs- bzw. Suchlauf-Schnittstelle und bedient die Anzeigeplatte sowie das Netzrelais.

### Die Ablaufsteuerung

Das Zusammenwirken von Ablaufsteuerung (AS), Uhr, Suchlauf, Mechanik und übriger Geräteelektronik ist aus dem Funktions-Blockschaltbild ersichtlich (Bild 3).

Aus der Verriegelungstabelle sind die möglichen Funktions-Übergänge zu entnehmen (Bild 4).

Um die Anzahl der Ein- und Ausgangspins der  $\mu C$  möglichst klein zu halten, werden Tastaturen und Anzeigen meist in einer Matrix verdrahtet und im Scanning- (Abtast-) Verfahren seriell betrieben. Die Tasten- bzw. Schalteranordnung in der Ablaufsteuerungs-Matrix ist in Bild 5 schematisch dargestellt. Wird über Tastatur oder Fernbedienung ein Befehl gegeben, der akzeptiert wird, leuchtet die zugehörige LED bis zur Beendigung der Funktion. Bei Mehrfachbetätigung wirkt nur die zuletzt losgelassene Taste.

Die Spannungsversorgung der AS erfolgt durch die stab. +5 V<sub>ER</sub>-Spannung, der 3-MHz – Clocktakt kommt über eine abgeschirmte Leitung vom DTF-Teil.

Aus Bild 6 ist die Pinbelegung des SDA 2010 – B 316 ersichtlich.

Bestehende Funktion	Gewünschte Funktion											
	Cassette	Band	Vorlauf	Rücklauf	Pause (Standb.)	Vorlauf	Rücklauf	Wieder- gabe	Zeit- lupe	Bildsuchlauf	Aufnahme	
Band	ja	—	ja	ja	nein	ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja <sup>2</sup>
Vorlauf	» ja	ja	—	ja	ja <sup>1</sup>	ja	ja	ja	ja	ja	ja	nein
Rücklauf	« ja	ja	ja	—	ja <sup>1</sup>	ja	ja	ja	ja	ja	ja	nein
Pause (Standb.)	▼ ja	ja	ja	ja	—	ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja <sup>2</sup>
APF-Vorlauf	►► ja	ja	ja	ja	ja	—	ja	ja	ja	ja	ja	nein
APF-Rücklauf	◄◄ ja	ja	ja	ja	ja	ja	—	ja	ja	ja	ja	nein
Wiedergabe	▲ ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	—	ja	ja	ja	nein
Zeitlupe	▷ ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	—	ja	ja	nein
Bildsuchlauf	< ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	ja	—	ja	nein
Aufnahme	ja	ja	nein	nein	ja <sup>3</sup>	nein	nein	nein	nein	nein	nein	—
Gerät Aus	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein	nein

1) Befehl „PAUSE“ wird als „BAND“ ausgeführt

2) Cassette ohne Löschsicherung muß eingelegt sein

3) „Aufnahme Start“ mit „Aufnahme Stop“ im Wechsel

Bild 4 Verriegelungs-Tabelle

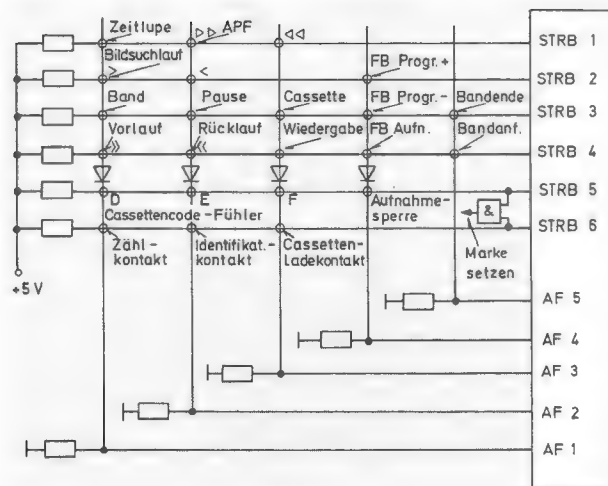


Bild 5 Ablaufsteuerungs-Matrix Schema

Funktionsgruppe	Pin Nr.	Bezeichnung	Funktion
Spannungsversorgung	20	GND	Masse
	40	VDD	+15 V – Versorgung
Reset	23	RESET	Initialisierung
Oszillator	21	X 1	Clock-Eingang (ext.) nicht verwendet
	22	X 2	
Matrix-Ausgänge	26	STRB 1	Strobe 1
	27	STRB 2	Strobe 2
	28	STRB 3	Strobe 3
	29	STRB 4	Strobe 4
	30	STRB 5	Strobe 5
	31	STRB 6	Strobe 6
Matrix-Eingänge	12	AF 1	Abfrage 1
	13	AF 2	Abfrage 2
	14	AF 3	Abfrage 3
	15	AF 4	Abfrage 4
	16	AF 5	Abfrage 5
Dialog-Ein-, Ausgänge	3	UHR REQ	Steuerleitung UHR
	24	AS REQ	Steuerlgt. Ablaufsteuerung
	9	CLCKE	Datenclock Eingang
	36	CLCKA	Datenclock Ausgang
	8	DATEIN	Daten – Eingang
	37	DATAUS	Daten – Ausgang
Status-Ausgänge	4	WS 1	Aufnahme-Wiedergabe-
	5	WS 2	Betriebsart-Umschaltung
	6	WS 3	
Tacho	10	N 1	Tachoimpulse Rücklaufmotor
	11	N 2	Tachoimpulse Vorlaufmotor
Steuer- und Videoelektronik	1	MVO	Motor 2 Vorlauf
	2	MRUE	Motor 1 Rücklauf
	38	MEINF	Motor 3 Einfädeln
	39	MAUSF	Motor 3 Ausfädeln
	25	STK	Kennlinien-Steilheit-Umsch.
	7	YAB	Y – Abschwächung
	17	DTF-RESET	Reset für DTF-Rechner, Kopfradmotor-Einschaltung
Sicherheitsabschaltung	19	KOPFRAD-STILLSTAND	Blockadeerkennung
Anzeige	32	ANS 1	Anzeige-Statusausgänge für
	33	ANS 2	
	34	ANS 3	Bandlauf-Funktionen
	35	ANS 4	
	18		nicht beschaltet

Bild 6 Pinbelegung SDA 2010 – B 316

## Funktionsbeschreibung

### 1. Einschaltreset

Bei Anstieg der Speisespannung > 4,7 Volt wird T 251 über D 253/R 254 leitend, die Fallflanke an Pin 11 des IC 240 triggert den Monoflop (1/2 MC 14538), dieser liefert über den Teiler R 246/R 247 für 150 ms einen 5-V-„H“-Pegel an den Reset-Eingang des AS-IC's (Pin 23). Dadurch wird das µC-Programm definiert gestartet.

### 2. Fädelring-, Schachtsteuerung

Der Fädelmotor M 3 hat die Aufgabe, den Fädelring in die 4 folgenden Stellungen zu bringen:

- S 0: Cassettenschacht oben, Klappe offen, Cassettenwechsel möglich
- S 1: Cassettenschacht unten, Grundstellung „BAND“ ausgefädelt, Schnellspulen möglich
- S 2: Band eingefädelt, Capstan nicht angedrückt, Aufnahme – Stop, APF-Programm-Suchlauf
- S 3: Capstan angedrückt, Aufnahme, Wiedergabe

Gesteuert wird der Fädelmotor durch „H“-Pegel an „MEINF“\* für Einfädeln, „H“ an „MAUSF“\* bewirkt Ausfädeln.

\*(Motor einfädeln bzw. Motor ausfädeln)

#### 2.1. Fädelring-Kontakte

Zur Ermittlung der Fädelringstellung befinden sich übereinander der Identifikations- und der Zählkontakt, welche die Profile nach **Bild 7** abtasten. Da beim Schachtfahren der Fädelring in der Grundstellung „BAND“ verbleibt, wird ein dem Zählschalter parallelgeschalteter Kontakt bei hochgehobenem Cassettenschacht geschlossen (S 0).

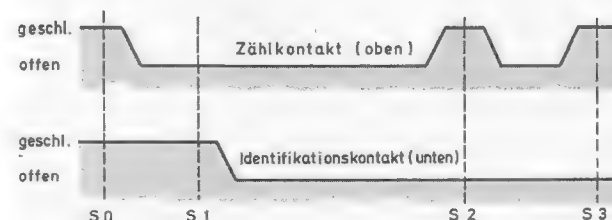


Bild 7 Fädelring-Kontakt-Profile

#### 2.2. Fädelring-Identifikation

Nach Beendigung des Einschalt-Resets fragt die AS zunächst die Fädelringkontakte ab. Unabhängig von der erkannten Fädelstellung wird in jedem Fall S 1 („BAND“) angefahren. Ausnahme: Schacht ist oben und Cassette ist entnommen.

### 3. Bandzähler

Der elektronische Bandzähler ist eine wichtige Funktionseinheit der Ablaufsteuerung. Er dient sowohl zur Spielzeit-Anzeige wie auch zur Steuerung des Bandzuges (siehe auch 4.5.).

#### 3.1. Cassetten-Kennung

Voraussetzung für eine richtige Funktion des Bandzählers ist die Kenntnis der Cassettenart (Spieldauer, Banddicke). Dafür sind drei Cassettencode-Fühler angebracht,

welche beim Abfahren des Cassettenschachts betätigt werden und über die Matrix der AS die Spieldauer-Codierung mitteilen (Bild 8).

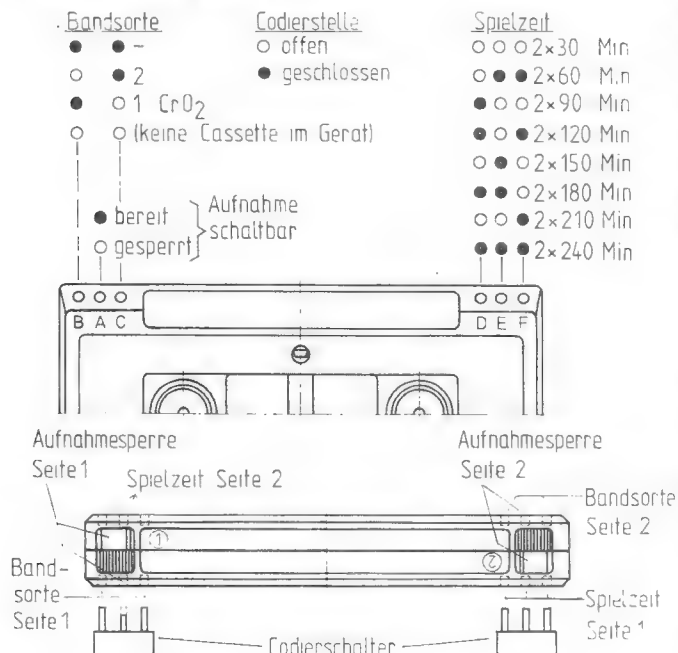


Bild 8 Cassettencodierung

Mit einem weiteren Fühler wird die evtl. vorhandene Aufnahmesperre (Löchsicherung) abgefragt. Für die Codierung des Bandmaterials sind keine Fühler eingebaut, da z. Zt. nur CrO<sub>2</sub> verfügbar ist.

### 3.2. Spielzeitanzeige

Aus der Kenntnis des eingelegten Cassettyps und dem errechneten Verhältnis der beiden Wickelmotor-Tachofrequenzen stellt die AS den Bandzählerstand fest. Dieser wird über die Prozessor-Schnittstelle dem Uhrenrechner übermittelt und von diesem zur Anzeige gebracht.

Beispiel: Anzeige 2 – 1..25 bedeutet:  
eingelegte Cassette: VCC 240  
verflossene Spielzeit: 1 Std. 25 Min.

Die Genauigkeit der Anzeige beträgt ca.  $\pm 3$  Min. (bei VCC 480). Es ist verständlich, daß der Bandzähler richtige Werte nur bei Verwendung von Normcassetten liefern kann.

## 4. Wickelmotorsteuerung

Für die verschiedenen Betriebszustände des Videorecorders werden von den Wickelmotoren unterschiedliche Drehmomente verlangt. Die Ansteuerung erfolgt durch die AS-Ausgänge MVO (für Vorlaufmotor) und MRUE (für Rücklaufmotor) mit einem 64stufigen, pulsdauermodulierten Signal. Dieses gelangt nach der Integration (R 228/C 228, R 229/C 229) als analoge Steuerspannung an die Motorelektronik. Als Motorstromänderung bewirkt sie eine proportionale Drehmomentänderung.

### 4.1. Bandstraffen

Um Schlaufenbildung zu vermeiden, werden im Ruhezustand („BAND“) auch bei unbekanntem Bandzählerstand an MVO und MRUE kleine Steuerspannungen zum Bandstraffen ausgegeben.

### 4.2. Fädelvorgang

Beim Ein- und Ausfädeln wird jeweils der linke Motor

(MRUE) festgehalten, während der rechte Motor (MVO) auf- bzw. abwickelt.

### 4.3. Vor-, Rücklauf; APF-Programm-Suchlauf

Bei diesen Spulvorgängen ist ein relativ hohes Wickelmotor-Drehmoment erforderlich. Dazu wird die Motorelektronik durch „L“-Pegel an STK (steile Kennlinie) auf hohe Verstärkung geschaltet. Zum Anlauf erhält der ziehende Motor volle Steuerspannung; während des Spulvorgangs werden beide Motoren drehzahlbegrenzt, wobei der Motor der abwickelnden Seite ein leichtes Gegenmoment zur Bandstraffung erzeugt.

### 4.4. Abbremsen

Zum Abbremsen aus einem Spulvorgang erhält der Abwickelmotor hohes Gegenmoment, bis beide Wickel nur noch langsam drehen (Tachofrequenz < 50 Hz), anschließend erfolgt Bandstraffen nach 4.1.

### 4.5. Aufnahme, Wiedergabe

In diesen Betriebsarten wird ein konstanter Bandzug von 30 p gefordert. Um dies zu erreichen, errechnet die AS aus dem Bandzählerstand die Wickelradien und bestimmt daraus die erforderliche Steuerspannung für die Wickelmotoren.

### 4.6. Bandende, Bandanfang

Die optisch arbeitende Bandanfangs- bzw. Bandendeerkennung wirkt auf die Ablaufsteuerungs-Tastaturmatrix. Am Bandende bricht die AS jede bestehende Vorlauf-Funktion ab und bringt den Fädelring in Stellung „BAND“. Der Bandzähler zeigt maximale Cassettspielzeit + 1Min. Am Bandanfang beendet die AS jede Rücklauffunktion, der Fädelring nimmt „BAND“-Stellung ein und der Bandzähler wird auf 0..00 gesetzt.

## 5. Status-Ausgänge

Außer den Motorsteuerbefehlen werden von der AS entsprechend der gewünschten Betriebsart weitere Instruktionen an Netzteil, DTF-, Ton-, Y-Teil sowie FB-Buchse geliefert.

### 5.1. A-W-Status

Der Aufnahme-Wiedergabestatus wird nach der Tabelle Bild 9 ausgegeben, wobei die decodierte Aufnahmeinformation („L“-Pegel entspricht Aufnahmebetrieb) an das Netzteil gemeldet wird.

WS 1	WS 2	WS 3	Betriebsart
H	H	H	Pause (Standbild)
H	L	H	Bildsuchlauf }
H	L	L	Bildsuchlauf (
L	H	H	Wiedergabe
L	H	L	Aufnahme (Sender-Suchlauf)
L	L	H	Zeitlupe

Bild 9 AW – Statusausgänge

### 5.2. Kamerabetrieb

Um eine Synchronisation der Kamera-Start-Stop-Taste mit der AS-Tastatur zu erreichen, wird von der Kamera der Stop-Pegel an der FB-Buchse abgefragt.

### 5.3. DTF-Reset

Der „H“-Pegel an DTF-Reset kommt 0,3 Sek. nach dem Einfädelbefehl (bzw. „Netzrelais ein“) und bewirkt den Reset des DTF-Rechners. Außerdem wird damit der Kopfradmotor eingeschaltet.



#### 5.4. Y-Abschwächung

Der Ausgang YAB hat die Aufgabe, durch „L“-Pegel das BAS-Signal nur bei Wiedergabe bzw. Aufnahmebetrieb für AV-Buchse und HF-Modulator freizugeben.

### 6. LED-Funktionsanzeigen

Akzeptierte Befehle werden zur Anzeigesteuerung an den Ausgängen ANS 1 . . . 4 nach Tabelle **Bild 10** ausgegeben. Im IC 275 (SN 74 LS 145) wird das Bitmuster decodiert und die entsprechende LED angesteuert. Für die „PAUSE“-LED erfolgt die Decodierung durch das UND-Gatter B 4 (IC 268, 1/4 14081) und dem Transistor T 276.

ANS 1	ANS 2	ANS 3	ANS 4	Funktion	Symbol
L	L	L	L	Wiedergabe	◀
L	H	L	L	Band	⏮
H	H	L	L	Bildsuchlauf	>
L	L	H	L	Bildsuchlauf	<
H	L	H	L	Vorlauf	»
L	H	H	L	Rücklauf	«
H	H	H	L	APF – Vorlauf	▶▶
L	L	L	H	APF – Rücklauf	◀◀
H	L	L	H	Zeitlupe	⏭
x	x	H	H	Pause (Standbild)	▼

Bild 10 Anzeigesteuerungs-Code

### 7. Bandmarke

Für den Automatischen Programmfinder (APF-Suchlauf) werden automatisch zu Beginn und Ende einer Aufnahme sowie bei Programmwechsel Bandmarken ausgesprochen. Der hierfür vom UND-Gatter B 1 (IC 268, 1/4 MC 14081) an das Ton-Teil gelieferte Steuerimpuls wird von der AS durch gleichzeitigen „H“-Pegel an STRB 5 und 6 erzeugt (ca. 100 ms.).

#### 7.1. Markenstop

Wird beim APF-Suchlauf eine Marke erkannt, liefert das Ton-Teil einen „L“-Impuls, welcher T 211 durchschaltet und den Bandlauf stoppt. Voraussetzung dafür ist der leitende T 215; gesperrt verhindert er beim Einfädelvorgang einen durch Störimpulse ausgelösten Markenstop.

### 8. Sicherheitsfunktionen

Damit eine evtl. mechanische Blockade der Wickelmotoren, des Kopfrades oder des Fädelrings nicht zu Folgeschäden führt, sind Stillstandskennungen eingebaut, welche im Fehlerfall das Band ausfädeln und die „BAND“-LED blinken lassen. Die Bandlauftastatur ist verriegelt, bis durch Betätigung der Tasten „BAND“ oder „CASS.“ die Blinkanzeige wieder gelöscht wird. Für den Servicetechniker ist die Reaktionszeit bis zum Eintreten der Blinkanzeige ein wichtiger Hinweis für die Ursache.

#### 8.1. Bandblockade

Bleiben während einer Lauffunktion die Wickelmotor-Tachoimpulse für länger als 3 Sek. aus, wird Bandblockade unterstellt, der Fädelring geht in Stellung „BAND“, die LED blinkt.

#### 8.2. Kopfradstillstand

Die Lagengeberimpulse werden aufbereitet und der Ablaufsteuerung als „L“-Pegel angeboten. Liegt bei Stillstand „H“-Pegel an, veranlaßt die AS Ausfädeln bis „BAND“ und LED-Blinken. Die Reaktionszeit beträgt bei Kopfradstillstand nur ca. 50 ms.

#### 8.3. Fädelblockade

Erreicht der Fädelring beim Ein- oder Ausfädeln die Zielstellung nicht innerhalb 10 Sek., wird der Fädelmotor ganz abgeschaltet, die „BAND“-LED blinkt.

### 9. Sonderfunktionen

#### 9.1. Sendersuchlauf

Die Meldung vom Beginn des Sendersuchlaufs erhält die AS von der Prozessorschnittstelle. Die AS läßt daraufhin den Cassettenschacht hochfahren und liefert an den Statusausgängen den Zustand wie bei Aufnahme (Tabelle **Bild 8**). Beendet wird der Suchlauf-Status entweder durch Handbefehl „CASS.“ oder über die Prozessorschnittstelle.

#### 9.2. Taste „PAUSE“

Die Betätigung der Pausentaste führt bei Wiedergabe (auch Zeitlupe oder Bildsuchlauf) zur Ausgabe des Status „Standbild“, die Fädelringstellung S 3 (Capstan ange-drückt) wird beibehalten. Für Vor-, Rücklauf und APF-Suchlauf bewirkt die Pausentaste „STOP“. Bei Aufnahmebetrieb hat die Pausentaste Wechselfunktion zwischen Aufnahme und Aufnahme-Stop.

#### 9.3. Stopzeitbegrenzung

Befindet sich das Gerät in Stellung „PAUSE“, fädeln es nach ca. 15 Min. in die Stellung „BAND“ aus, um Bandschmigelstellen durch das rotierende Kopfrad zu vermeiden.

#### 9.4. Fernbedienung

Die Fernbedienungsbefehle Programm +, Programm – und Aufnahme werden direkt an die Prozessorschnittstelle gegeben.

### 10. Kommunikation zwischen AS und Uhr.

Für den bidirektionalen Datenaustausch der beiden Rechner wird als Pufferspeicher ein 17-Bit-Schieberegister verwendet. Die Datenübertragung erfolgt mit Hilfe der Requestleitungen (AS REQ, UHR REQ) in einem sog. „Handshake“-Verfahren. Dadurch wird die zeitliche Inanspruchnahme der Rechner auf ein Minimum begrenzt.

#### 10.1. Handshaking

Im Ruhezustand sind die beiden REQ-Leitungen auf „L“-Pegel. Will ein Rechner ein Datenwort senden, so gibt er an seiner REQ-Leitung „H“-Pegel aus und gibt das Datenwort mittels zugehöriger Clocktakte an das Schieberegister. Der empfangende Rechner erkennt die auf „H“ gesetzte REQ-Leitung des Senders und setzt die eigene REQ-Leitung ebenfalls „H“. Ist das Datenwort im Schieberegister (SR) vollständig und erkennt der Sender den „H“-Pegel auf der Empfänger-REQ-Leitung, setzt er die Sender-REQ-Leitung wieder auf „L“. Der Empfänger kann nun die Daten aus dem SR mit eigenem Clocktakt auslesen. Hat er das Datenwort vollständig übernommen, gibt er auf seiner REQ-Leitung wieder „L“-Pegel aus. Das SR ist nun frei für die nächste Datenübertragung.

#### 10.2. Datenübertragung AS → Uhr

In dieser Richtung werden 17-Bit lange Datenwörter als Bandzählerstände im BCD-Code übertragen.

Folgende 8 Befehle bzw. Meldungen mit einer Länge von 5 Bits können von der AS zur Uhr gesendet werden: Ru-

hezustand eingenommen, Aufnahme gesperrt, Aufnahme frei, Cassette entnommen, Netzrelais einschalten, FB-Aufnahme, FB Programm +, FB-Programm –.

### 10.3. Datenübertragung Uhr → AS

Der AS-Rechner kann an der Prozessor-Schnittstelle von der Uhr die folgenden 4 Bit langen Befehle empfangen: Vorlauf, Rücklauf, Ruhezustand einnehmen, Aufnahme Start, Suchlauf Beginn, Suchlauf Ende, Prioritäts-Ausfädeln („Heimlauf“).

### 10.4. Pegelanpassung

Da der AS-Rechner mit +5 V und die Uhr mit +15 V Betriebsspannung arbeiten, ist als Pegelwandler in der AS REQ-Leitung die Basisschaltung mit T 258 eingesetzt. Die Pegelanpassung der UHR REQ-Leitung erfolgt durch den Spannungsteiler R 266/267.

## 11. Uhr

Der Uhrenrechner TMS 1600 P 3750 wird im Video 2x4 super an stab. +15 V – Versorgung betrieben, welche bei Netzausfall durch einen Akku aufrechterhalten wird. Ein integrierter Oszillator erzeugt mit einem externen 455 kHz-Keramikschringer den Systemtakt, welcher auch für den Suchlauf verwendet wird. Die von einem 6-MHz-Quarzoszillator heruntergeteilten 50 Hz für den Uhrenbetrieb werden vom DTF-Teil zugeführt. Die Pinbelegung des Uhrenrechners ist aus Bild 11 zu entnehmen. Wie man aus dem Gesamtschaltbild (Seite 126) ersieht, konnte die Außenbeschaltung des Rechners auf ein Minimum gesenkt werden. Da die Uhrenfunktionen fast ausschließlich von der Programmierung des TMS bestimmt werden, nimmt den größten Teil der Beschreibung die Bedienungsanleitung ein.

Pin	Bez.	Funktion	Pin	Bez.	Funktion
1	R 1	Matrix-Ausgänge	21	K 8	50 Hz – Eingang
2	R 2		22	L 1	Matrix-Eingänge
3	R 3		23	L 2	
4	R 4		24	L 4	
5	R 5		25	L 8	
6	R 6		26	0 7	Dezimalpunkt
7	R 7	Netzrelais-Steuerg.	27	0 6	Segment G
8	R 8	Label – Treiber	28	K/L	mit R 14 verbunden
9	R 9	Suchlauf-Clock	29	Mode	nicht beschaltet
10	R 10	Matrix-Ausgang	30	0 5	Segment F
11	R 11	Suchlauf-Daten	31	0 4	Segment E
12	R 12	AS-Daten	32	0 3	Segment D
13	R 13	AS-Clock	33	0 2	Segment C
14	R 14	mit K/L verbunden	34	0 1	Segment B
15	R 15	UHR REQ	35	0 0	Segment A
16	VDD	Masse	36	Osz1	Oszillator-Eingang
17	INIT	Reset	37	Osz2	Oszillator-Ausgang
18	K 1	Netzausfall-Eingang	38	NC	nicht beschaltet
19	K 2	AS REQ	39	VSS	+15V-Versorgung
20	K 4	Daten-Eingang	40	R 0	Matrix-Ausgang

Bild 11 Pinbelegung TMS 1600 P 3750

### 11.1. Funktionsbeschreibung

#### 11.1.1. Einschaltreset

Beim Anlegen der Speisespannung (+15 V<sub>D(UHR)</sub>) leitet T 242, die Fallflanke an Pin 5 des IC 240 erzeugt am Q-Ausgang Pin 6 einen „H“-Impuls von ca. 100 ms Dauer und startet damit das Programm des µC.

#### 11.1.2. Uhr-Anzeige

Als elektrisch und mechanisch mit dem Bedienteil verbundene Einheit trägt die Anzeigeplatte sechs grüne 7-Segmentanzeigen (gemeinsame Kathode) sowie sechs

LED-Leuchtfelder („Labels“) zur Darstellung des Anzeigemodes. Ein solches Label besteht aus 3 LED's in einem gemeinsamen, rechteckigen Kunststoffkörper und läßt bei Ansteuerung die transparente Schrift an der Bedienfront aufleuchten. Die möglichen Anzeigemodes sind aus der Bedienungsanleitung ersichtlich.

#### 11.1.3. Treiber

Zur Multiplex-Ansteuerung der LED-Anzeigen liefern der nichtinvertierende SN 29892 (IC 290) als 8fach-Segmenttreiber und T 283 als Label-Treiber aktiv „H“-Pegel. Zur Verminderung der Treiber-Verlustleistung wird der IC 290 statt mit 15 V nur mit 12 V versorgt.

Sechs Leistungsinverter des ULN 2004 (IC 285) legen als Stellentreiber niederohmig „L“-Pegel an die LED-Kathoden. Der 7. Treiber des ULN 2004 bedient das Netzrelais. Die Innenschaltung der Treiber-IC's zeigt Bild 12.

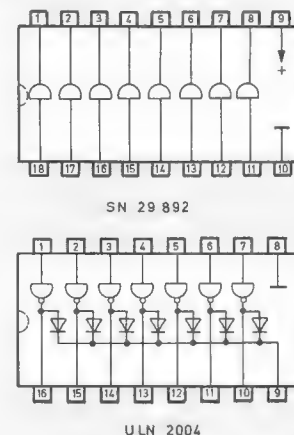


Bild 12 Treiber-Innenschaltung

Das Integrationsglied R 285/C 285 in der hochohmigen Netzrelais-Leitung verhindert „Relaisklappern“ bei Steuerungs-Zwischenzuständen. R 183 dient dazu, beim roten Aufnahme-Label gleichen Helligkeitseindruck wie bei den grünen Leuchtfeldern zu erreichen.

#### 11.1.4. Datenverkehr

Der Pin 20 (K 4) des Uhrenrechners dient als Dateneingang für Ablaufsteuerung und Suchlauf. Um diesen Datenverkehr nun sicher gegeneinander zu verriegeln, gibt der UHR REQ (Pin 15) durch „H“-Pegel einerseits den Clocktakt aus Pin 13 über das UND-Gatter B 2 (1/4 MC 14081) an das Schieberegister frei, andererseits gelangen über das UND-Gatter B 3 (1/4 MC 14081), T 274 und D 279 die Daten aus dem Schieberegister invertiert an den Eingang K 4.

Zur Kommunikation mit dem Suchlauf dienen der Datenausgang R 11 mit dem zugehörigen Clocktakt R 9, ferner die Scan-Leitungen R 10, L 1 und L 2.

#### 11.1.5. Tastenfeld

Die Tastatur wird wie die Anzeige im „Scan“ betrieben, d. h. in einer Matrix seriell abgefragt. Neben den Zifferntasten 0-9 sind die Suchlauf- und Uhr-Programmiertasten vorhanden. (Bei Export-Geräten für Frankreich ist für den Suchlauf zusätzlich eine „FR“-Taste vorgesehen).

Zur Tastenentkopplung dienen die Dioden D 283 ... D 289.

#### 11.1.6. Einschalter

Der Einschalter an der Gerätefront steuert den in der Matrix liegenden Transistor T 282 über die +15 V<sub>E</sub>. Wird das

Gerät z. B. aus einer Lauffunktion heraus ausgeschaltet, so erfolgt „Heimlauf“, d. h. es erfolgt Ausfädeln bis zur Grundstellung „BAND“. Das Netzrelais wird so lange gehalten, die Tastatur ist verriegelt.

Das Ausschalten des Gerätes bewirkt das Löschen evtl. gespeicherter Uhrprogrammierungen.

#### 11.1.7. Netzausfall

Um bei Netzausfall die Uhrzeit und evtl. Uhrprogrammierungen nicht zu verlieren, ist ein Stützakku für die Erhaltung der +15 V<sub>D(Uhr)</sub> vorgesehen. Der vom Netzteil kommende „H“-Pegel bei Netzausfall an Pin 18 des TMS 1600 bewirkt, daß dieser zur Stromminderung alle Ausgänge auf „L“ setzt und damit die Anzeige dunkel steuert. Daß jedoch nicht „Gerät ausgeschaltet“ erkannt wird, leitet T 282 über D 280.

#### 11.1.8. Besonderheiten

Um nach dem Einschalten der Ablaufsteuerung ein im Schieberegister vorhandenes Zufalls-Bitmuster zu unterdrücken, finden Bedien-Zusatzplatte und eine Reset-Platte Verwendung.

Die Schaltung mit D 172/D 173 und T 170 verhindert Blinkanzeige bei Sendersuchlauf.

Der rechte der beiden Monoflops (1/2 MC 14538, IC 160) hält während seiner Reset-Zeit den UHR REQ an der AS auf „L“, während der linke Mono über D 170/D 171 den AS REQ sowie den AS-Dateneingang auf Massepegel hält. Das Zeitprogramm der drei Reset-Monoflops ist in Bild 13 dargestellt.

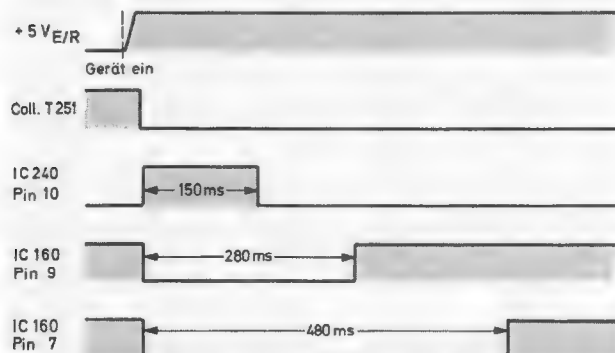


Bild 13 Zeitdiagramm des Reset-Monoflops

T 163 dient zur ext. Invertierung des UHR REQ.

Sollte aufgrund eines gestörten AS-Programmablaufs der Uhrenrechner das Netzrelais angezogen halten, wäre die Abschaltung des Videorecorders nur noch mittels Netzschalter (Geräterückseite) bzw. Steckerziehen möglich. Um jedoch auch mit dem Einschalter an der Gerätefront einen Zwangsreset auf die AS auszuüben, wird beim Wiedereinschalten die +15 V<sub>E</sub> über R 252/C 252 den Resettransistor T 251 kurz sperren. Die anschließende Fallflanke triggert dann den Reset-Monoflop.

## 12. Uhr – Bedienung

### 12.1. Inbetriebnahme

Nach dem ersten Anlegen der Speisespannung (**Netz ein**) blinken alle „8“.

Nun kann die Uhrzeit bei eingeschaltetem Recorder gestellt werden, z. B. 20.15 : an der Zehnertastatur 2-0-1-5 eingeben, anschließend erfolgt Synchronstart mit Taste „UHR“.

## 12.2. Handaufnahme

Voraussetzung: Recorder eingeschaltet

Normalzeit gestellt

Cassette eingelegt (ohne Löschsicherung)

Cassettenkapazität und Spielzeit wird angezeigt.

Eingabe	Anzeige (Beispiel)	Erläuterung
Mit Tasten 0-9 Programm wählen	2	
Taste PROGR/TAG drücken	2 88.88	Leuchtschrift PROGR. leuchtet
Taste START/STOP drücken	2 12.10	Leuchtschriften PROGR. AUFN. SPIELZ. leuchten, Aufnahme beginnt

### 12.2.1. Programmänderung während der Aufnahme

Mit Tasten 0-9 neues Programm, z. B. 3 wählen	3	
Taste PROGR/TAG drücken	3 12.30	
„Neues“ Programm 3 wird aufgenommen		Bei Programmwechsel wird APF-Marke gesetzt

### 12.2.2. Nachträgliche Eingabe einer Ausschaltzeit während einer laufenden Aufnahme

Taste Vorwahlspeicher drücken	8 11.40	Es werden Progr.-Nr. und Aufnahme-Startzeit (identisch mit momentaner Uhrzeit) angezeigt.
Taste Vorwahlspeicher ein 2. Mal drücken	8 22.22	
Mit den Tasten 0-9 Ausschaltzeit eingeben	8 13.00	
Taste START/STOP drücken	8 13.00	

Nach ca. 15 Sek. wird die noch verwendbare Zeit angezeigt, bzw. „FULL“, wenn die Cassettenspielzeit erreicht ist. Nach weiteren 15 Sek. geht die Anzeige in Programm und Spielzeit über.

## 12.3. Uhraufnahme

Voraussetzung: Recorder eingeschaltet

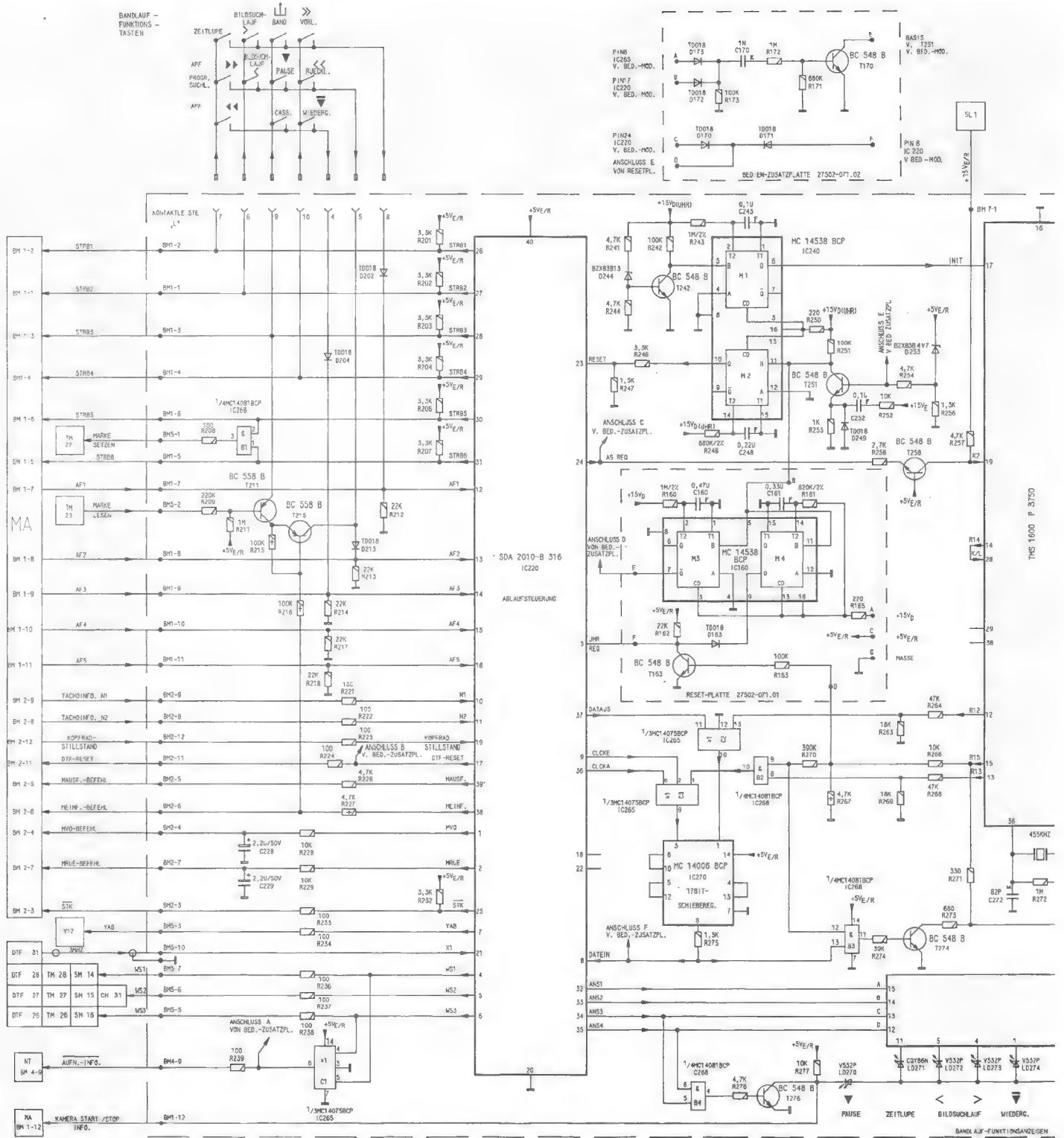
Normalzeit gestellt

Cassette eingelegt (ohne Löschsicherung)

Cassettenkapazität und Spielzeit wird angezeigt.

### Programmiertabelle:

Taste Vorwahlspeicher drücken	8 88.88	Leuchtschriften AUFN. PROGR. START leuchten
Mit den Tasten 0-9 Programm wählen (ein- oder zweistellig)	8 83	z. B. 3. Programm aufnehmen
Taste PROGR/TAG drücken	8 88.88	
Mit den Tasten 0-9 Einschaltzeit eingeben (drei- oder vierstellig)	8 18.00	z. B. Recorder soll um 18.00 einschalten
Taste START/STOP drücken	8 18.00	
Taste Vorwahlspeicher drücken	H - - -	Leuchtschriften AUFN. TAG STOP leuchten







Eingabe	Anzeige	Erläuterung
Mit den Tasten 0-9 Tag eingeben (max.99)		z. B. Aufnahme soll in 3 Tagen erfolgen. Bei Aufnahme am gleichen Tag ist keine Eingabe erforderlich: „H“=Heute
Taste PROG/TAG drücken		
Mit den Tasten 0-9 Ausschaltzeit eingeben (drei- oder vierstellig)		z. B. Recorder soll um 19.00 ausschalten
Taste START/STOP drücken		

Ende der Eingabe von Vorwahl I.

Nach ca. 15 Sek. wird die noch verwendbare Programmier-Reservezeit angezeigt bzw. „FULL“, wenn die Cassettenkapazität erreicht oder überschritten ist.

Nach weiteren 15 Sek. bringt die Anzeige Cassettenkapazität und Spielzeit.

### 12.3.1. Eingabe von weiteren Uhr-Aufnahmezeiten (max. 5 Vorwahlspeicher)

Erneut Taste Vorwahlspeicher — drücken. Weitere Eingaben siehe Programmiertabelle.

### 12.3.2. Löschen eines Vorwahlspeichers

Mit Taste Vorwahlspeicher — oder Vorwahlspeicher — den gewünschten Speicherplatz aufrufen

Taste CLEAR drücken

Speicherplatz kann neu programmiert werden.

### 12.4. AV – Aufnahme

Taste AV drücken

Taste START/STOP drücken Tastenbetätigung PROG/TAG ist nicht erforderlich  
SPIELZ.

### 12.5. Spielzeit, Prog.-Reserve

Cassettenkapazität SPIELZ.

Cassette eingelegt, z. B. VCC 240 „BAND“-LED leuchtet  
Label SPIELZ. leuchtet, die seit Bandanfang verfllossene Spielzeit wird angezeigt

PROG.-RESERVE

Zur Anzeige der noch verbleibenden Zeit bis Bandende die Taste „PROG.-RESERVE“ drücken, Leuchtfeld SPIELZ. erlischt. Bei bestehender Uhrprogrammierung wird die dafür benötigte Zeit auch abgezogen und die dann noch verfügbare „PROG.-RESERVE“ angezeigt.  
Nach ca. 15 Sek. erscheint wieder die Spielzeit, verdeutlicht durch leuchtendes Label SPIELZ.

### 12.6. Eingabe von Ziellauf

Mit Tasten 0-9 gewünschte Zielstellung in Std. und Min. eingeben (dreistellig)

Hinweis: Ziellaufzeit kleiner als 1 Std. muß z. B. als 030 eingegeben werden.

Taste „ZIELLAUF“ drücken

Cassette

Anzeige springt in momentanen Spielzeitstand, Band wird im Vor- bzw. Rücklauf an die gewünschte Bandstelle transportiert

### 12.7. Hinweise zum Anzeigefeld

Recorder ausgeschaltet, **Normalzeit** wird angezeigt Punkt blinkt

Recorder eingeschaltet, Anzeige „CASS“ erscheint, wenn: keine Cassette eingelegt, oder Löchsicherung der Cassette eingestellt und Eingabe von Aufnahme, Uhraufnahme oder Abruf der PROG.-RESERVE

Anzeige „FULL“ erscheint, wenn: die eingegebene Uhraufnahmezeit größer als die Cassettenspieldauer ist, die Cassette am Bandende steht und die Taste „PROG.-RESERVE“ gedrückt wird, oder die Cassette steht am Bandende nach Eingabe einer Uhrprogrammierung Sie erlischt jeweils nach 15 Sek. und es erscheint wieder die Spielzeit.

Anzeige „F“ erscheint bei folgenden Eingabebefehlen:  
Programm-Nummer größer als 32  
Tage-Vorwahl größer als 99  
Uhrzeit-Eingabe nicht normgemäß z. B. 12.65  
Ziellaufzeit nur zweistellig

Fortsetzung von Seite 118

abfährt, schließt sich die Cassettenklappe, gesteuert von einem Hebel. Das Gerät ist nun für alle Funktionen freigegeben. Nach Drücken der Wiedergabetaste oder bei Aufnahme-Start erfolgt das Einfädeln des Videobandes. Die Bandtrommel wird dabei 186° umschlungen und das Band an das Audio- und Synchronsystem angelegt.

Zum Wechseln der Cassette muß die entsprechende Taste gedrückt werden. Nun wird während des Schachthochfahrens über den Steuerhebel die Cassettenklappe geöffnet. Danach erfolgt das automatische Ausschleiben der Cassette aus dem Gerät, und zwar soweit, daß sie leicht entnommen werden kann.

# Die Audio-Schaltung im Video 2x4 super



## Allgemeines:

Die Audio-Schaltung (Ton-Steckkarte) übernimmt im Videorecorder Video 2x4 die gesamte Tonsignalverarbeitung inklusive der Erzeugung der Vormagnetisier- und Löschspannung bei Aufnahme.

Das Umschalten zwischen Aufnahme und Wiedergabe geschieht vollelektronisch, es kann bei Aufnahme zwischen drei Signalquellen gewählt werden. So kann z.B. ein dynamisches oder ein Elektret-Mikrofon direkt (bei Kamera-Aufnahmen) angeschlossen werden.

Auch das Umschalten zwischen den Signalquellen geschieht vollelektronisch mit nur einer Steuerleitung. Die Steckkarte kann bei Aufnahme und Wiedergabe elektronisch stummgeschaltet werden, eine Schaltung zur Verbesserung des Fremdgeräuschabstandes ist ebenfalls integriert.

Die eingebaute Pegelautomatik ist auch bei Wiedergabe in Betrieb, so daß Lautstärkeunterschiede durch Fertigungstoleranzen des AW-Kopfes oder Verwendung unterschiedlicher Bandsorten ausgeglichen werden. Die Automatik arbeitet ohne Abgleichvorgänge.

## 1. Funktionsbeschreibung:

### 1. Aufnahmeweig

Es stehen folgende Aufnahmemöglichkeiten zur Verfügung:

- a) über das HF-Empfangsteil
- b) über die AV-Buchse
- c) über die Mikrofonbuchse

Alle drei Eingangssignale gelangen an den elektronischen Eingangsumschalter (IC 1050):

das „HF“-Signal über Kontakt 16 der Audio-Steckkarte an Pin 12, das „AV“-Signal über Kontakt 13 an Pin 15 und das Signal von der Mikrofon-Buchse über Kontakt 12 und einen 38-dB-Mikrofonverstärker im IC 1090 an Pin 13.

Dieser Eingangswählschalter wird von den Eingängen A (Pin 11), B (Pin 10), C (Pin 9) und INH (Pin 6) gesteuert.

**Bild 1** gibt Aufschluß darüber, wie die Schalter bei den verschiedenen Funktionen stehen und das Signal weiterleiten:

Funktion	Steuereingänge			
	A	B	C	INH
Aufnahme Mikr.	1	0	1	0
Aufnahme HF	0	0	1	0
Aufnahme AV	1	1	1	0
Wiedergabe	0	0	0	0
Stumm (nur bei Aufnahme)				
HF und Wiedergabe möglich	—	—	—	1

Bild 1 Funktionstabelle für IC 1050

Mit dem INHIBIT-Steuereingang werden alle Schalter in Mittelstellung gebracht, d.h., alle Verbindungen sind unterbrochen.

Das jeweils geschaltete Signal gelangt über Pin 4 vom IC 1050 an den linearen Verstärker im IC 1020 (Pin 5). Zwischen C 1018 und C 1019 greift die Pegelautomatik ein und hält die anstehende Spannung auf ca. 10 mV<sub>eff</sub> konstant. An Pin 7 steht das verstärkte Signal von ca. 1,0 V<sub>eff</sub> und gelangt an Kontakt 10 der Audio-Steckkarte.

Dieser ist mit dem Modulator verbunden, so daß während der Aufnahme mitgehört werden kann (E-E-Betrieb, Frequenzgang siehe **Bild 2**). Gleichzeitig gelangt das Signal an die 12-kHz-Anhebung, bestehend aus L1052/ C 1052/R 1052/R 1053 und weiter an den DNS-Aufnahme-Verstärker im IC 1060 (Pin 13).

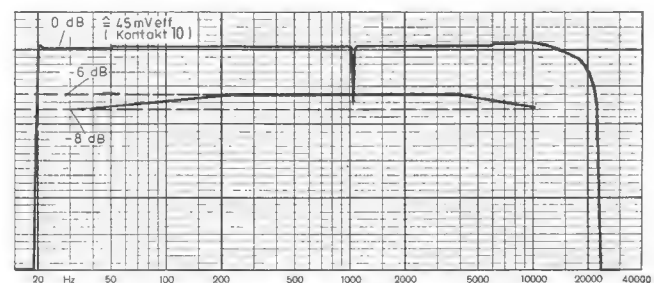


Bild 2 Frequenzgang im Durchschleifbetrieb

**1.2 DNS-Regelung (DNS = Dynamic Noise Supression).** Um den Geräuschspannungsabstand zu verbessern, wird der Frequenzanteil ab ca. 1 kHz je nach Anteil der hohen Frequenzen dynamisch gesteuert. Durch R 1057/ R 1058 und C C 1057 im Rückkopplungszweig des DNS-Aufnahmeverstärkers werden außerdem noch die tiefen Frequenzen angehoben (**Bild 3**). Über T 1063 dem DNS-Aufnahmeregultransistor, wird der nicht invertierte Eingang (Pin 12) des IC 1060 angesteuert.

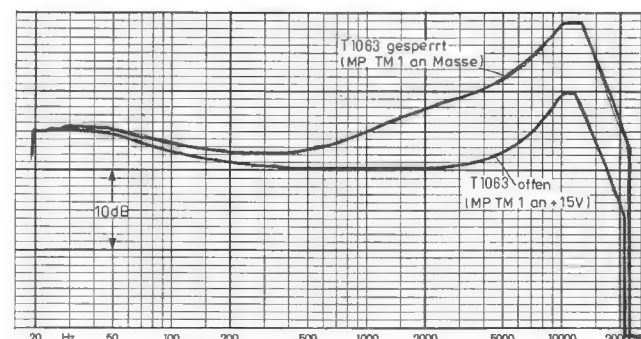


Bild 3 Aufnahmefrequenzgang am MP TM 5

T 1063 wird durch die DNS-Regelspannung, die durch den 45-dB-lin. Verstärker im IC 1020 und dessen Beschaltung erzeugt wird, gesteuert. Sind im Ausgangssignal vom IC 1020 (Pin 1) die hohen Frequenzen über 1 kHz mit

hoher Amplitude enthalten, so wird in der DNS-Regelspannungserzeugung eine große Regelgleichspannung gebildet, die am Meßpunkt TM 1 gemessen werden kann (Bild 4). Diese öffnet den T 1063 und durch dessen Leitwertänderung der Emitter-Kollektor-Strecke werden diese Frequenzen für den DNS-Aufnahmeverstärker nur gering angehoben (bei 10 kHz, 10 dB). Ist T 1063 gesperrt (keine hohen Frequenzen im NF-Signal, d.h. kleine Regelspannung) dann ist der Frequenzgang bei 10 kHz + 20 dB. Am Ausgang des DNS-Aufnahmeverstärkers steht das frequenzkorrigierte Signal zur Pegelregelung über R 1089 zur Verfügung. Außerdem gelangt es über den 13 dB lin. Verstärker (IC 1060) und der Aufsprechstromlinearisierung (R 1104) an den AW-Kopf (Kontakt 7 des Tonmoduls). Der Aufsprechstrom für Vollpegel beträgt bei 333 Hz 52  $\mu$ A.

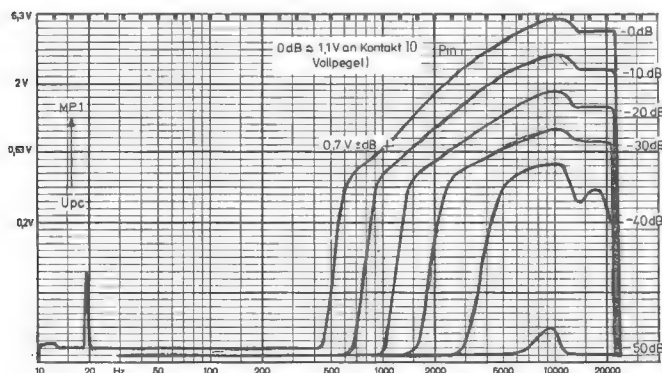


Bild 4 DNS-Regelspannungsverlauf am MP TM 1

Das sogenannte „kalte“ Kopffende (Kontakt 5) wird mit D 1108 und der Basis-Emitterdiode des Transistors T 1107 an Masse geschaltet.

Die notwendige HF-Vormagnetisierung wird dem AW-Kopf über Kontakt 7 aus dem Löscherverstärker zugeführt. Der Hochvolt-Transistor T 1105 ist bei Aufnahme gesperrt und klemmt durch die Kollektor-Basis-Diode die Vormagnetisierungsspannung auf  $-0,6$  V gegen Masse. C 1107 lädt sich dabei auf die Vormagnetisierungsspannung  $\frac{U_{ss}}{2}$  auf; somit liegt am AW-Kopf eine symmetrische Wechselspannung.

### 1.3 Löscherverstärker

Die Löscher- und Vormagnetisierungsfrequenz erhält das Ton-Modul über Kontakt 31 von der DTF-Steckkarte. Sie beträgt 62,5 kHz ( $\approx 3 \times f_{zeile}$ ) und ist Quarzstabil. Dadurch sind auch Oberwellenanteile definiert und können keine Störungen verursachen.

Die 62,5 kHz-Frequenz steuert eine einfache Komplementärstufendstufe (T 1160/T 1161), die mit sehr niedrigem Innenwiderstand einen Reihenschwingkreis ansteuert.

Dabei bilden die Kondensatoren C 1161 und C 1163 den kapazitiven Teil, wobei diese Kondensatoren einen kapazitiven Teiler bilden, um die Resonanzspannung für die Löschköpfe auf 130...150 V<sub>ss</sub> zu fixieren.

Der induktive Teil setzt sich aus der Parallelschaltung von Haupt- und Tonspur-Löschkopf und der in Reihe dazu liegenden Spule L 1161 zusammen. L 1161 gleicht die unvermeidlichen Kreistoleranzen aus und wird auf Resonanz abgeglichen.

Der Vorteil gegenüber einer selbstschwingenden Schaltung ist ein geringerer Bauteileaufwand und die starre Verkopplung von Steuer- und Löscherfrequenz.

T 1157 sperrt das Steuersignal solange, bis die Aufnahme startet. Dazu erhält er vom Bedienteil über Kontakt 26 der Ton-Steckkarte den Wiedergabe-Status 3 an die Basis.

## 2. Wiedergabezweig

Bei Wiedergabe speist der AW-Kopf den rauscharmen Eingangsverstärker T 1107. Zum Ausgleich der Kopfspaltverluste wird mit der AW-Kopfinduktivität und C 1108 eine Resonanzüberhöhung von ca. 3 dB bei 12 kHz erreicht.

Mit T 1105 wird das sogen. kalte Kopffende (Kontakt 7) bei Wiedergabe mit typ. 50  $\Omega$  an Masse gelegt.

Vom 28 dB-Wiedergabeverstärker T 1107 gelangt das Signal an den DNS-Wiedergabeverstärker im IC 1060 (Pin 6). In dessen Gegenkopplungszweig befindet sich der DNS-Regeltransistor T 1084, der für einen linearen Frequenzgang sorgt. Er bewirkt genau das umgekehrte, wie T 1063 im Aufnahmezweig. Die Ansteuerung der Basis erfolgt, ebenso wie bei Aufnahme, von der DNS-Regelspannungserzeugung (IC 1020). Diesen Vorgang bezeichnet man mit Expansion, da ein bei Aufnahme komprimiertes Signal die richtige Dynamik zurückerhält (Bild 5 und 6).

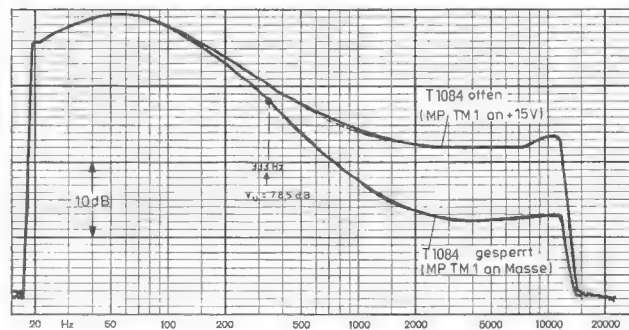


Bild 5 Wiedergabefrequenzgang mit Kopffresonanz und C 1108 (Pegelaufbaukurve kurzgeschlossen) gemessen von Kontakt 5 bis Kontakt 10

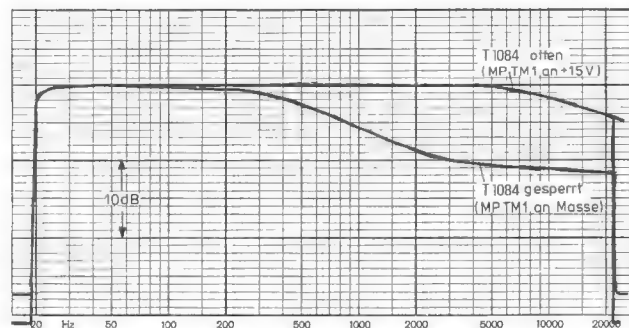


Bild 6 Frequenzgang DNS-Wiedergabeverstärker ohne Kopffresonanz und ohne C 1066 (E = Kont. 5, A = Pin 7 von IC 1060)

Der Vorteil liegt darin, daß der Ruhegeräuschpegel des Wiedergabe-Eingangsverstärkers und das Bandrauschen oder Signalgemische ohne Höhenanteile mit verringerter Wiedergabe-Bandbreite verarbeitet werden, wodurch der Geräuschspannungsabstand um ca. 8 dB verbessert wird.

Am Ausgang des DNS-Wiedergabeverstärkers ist eine sogen. Zeilenfrequenzsperre zwischengeschaltet, die magnetische Streufelder der Ablenkeinheit des Fernsehgerätes um mindestens 32 dB absenkt. Dies ist notwendig, wenn der Recorder zu nahe am Fernsehgerät aufgestellt wird, da durch dieses Streufeld eine Tonverfälschung in der DNS-Schaltung entstehen würde (Bild 7). Nach der Sperre wird durch C 1066 und R 1066 der Wiedergabefrequenzgang um 6 dB/Okt. abgesenkt

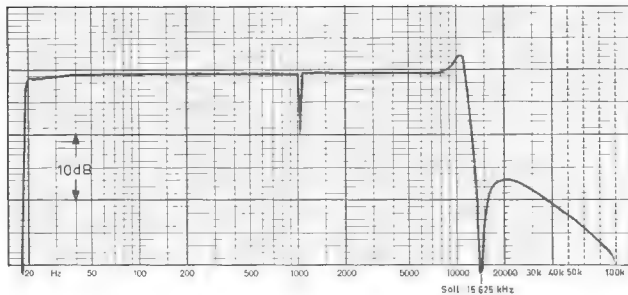


Bild 7  
Durchlaßkurve und Schaltung des 15,625-kHz-Sperrkreises (Zeilensperre)

Das Wiedergabesignal gelangt nun an Pin 5 des IC 1050 (siehe Bild 1), wobei der Schalter „C“ bei Wiedergabe in Stellung „0“ ist und damit Pin 5 mit Pin 4 verbindet. Bild 8 zeigt den Wiedergabefrequenzgang.

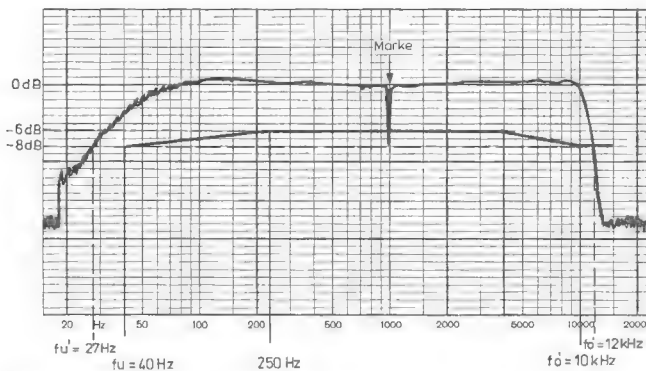


Bild 8 Frequenzgang bei Wiedergabe über Band (bei 26 dB unter Vollpegel normiert) gemessen an Kontakt 10

Der weitere Verlauf inkl. der Pegelregelung verläuft wie unter Aufnahmezweig beschrieben. Bei Wiedergabe wird der Aufnahmeverstärker im IC 1060 (Pin 2) über D 1076 und R 1076 durch die + W 15 V-Spannung abgeschaltet, um eine sichere Signalunterbrechung bis zum AW-Kopf zu gewährleisten.

### 3. Pegelautomatik:

Die Pegelautomatik wirkt bei Aufnahme und Wiedergabe. Sie greift zwischen C 1018 und C 1019 ein und hält den Pegel auf ca. 10 mVeff über einen Eingangsspannungsbereich von 40 dB (bei Mikro) konstant.

Der Istwert wird bei Aufnahme und Wiedergabe am Ausgang des DNS-Aufnahmeverstärkers im IC 1060 (Pin 14) abgenommen und im IC 1090 gleichgerichtet. Die so entstehende Gleichspannung am C 1098 steuert den Leitwert an Pin 1 von IC 1090 gegen Masse und somit den Pegel zwischen C 1018 und C 1019.

### 4. Stummschaltung

An den Kontakten 19, 27, 28 die Stummschaltungsbeefehle vom Bedienteil bzw. von der Chroma-Steckkarte. Diese werden in der Stummschaltlogik verarbeitet und an den Stummschaltungs-OP im IC 1060 weitergegeben. Sind die Stummschaltungsbedingungen erfüllt, dann stehen an Pin 8 von IC 1060 ca. +14 V. Diese Spannung gelangt einmal an Pin 6 von IC 1050 und aktiviert den INHIBIT-Eingang, alle Schalter gehen in Mittelstellung und

alle Verbindungen sind unterbrochen. Außerdem werden C 1094 und C 1096 auf ca. 2 V aufgeladen, dieses bewirkt, daß der Ausgang des Inverters im IC 1090 auf LOW ( $\approx$  ca. 100 mV) geht. Wenn die Stummschaltung zurückgezogen wird, entlädt sich C 1094 über R 1095 und nach ca. 2 sec. setzt der Ton sanft ein.

Nach ca. 6,5 sec. ist auch C 1098 entladen und der Inverter öffnet. Ab jetzt wirkt nur noch C 1096 und R 1096 mit T 3 für die Rückerholungszeit der Pegelautomatik (Bild 9).

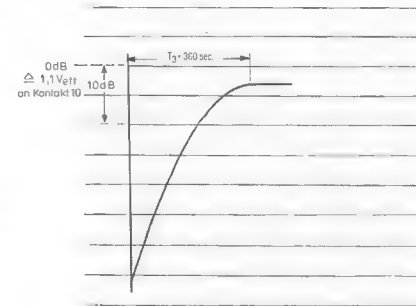


Bild 9a  
Rückerholzeit T3 der Aufnahmeautomatik Eingang = 50 mVeff an Kontakt 2 der Mikrobuchse

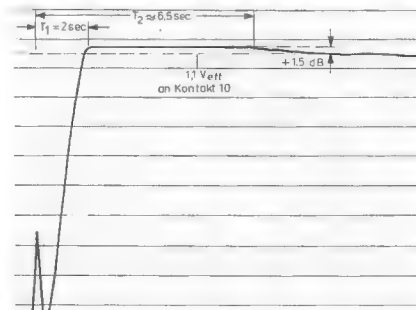


Bild 9b  
Einsatz des Tones nach Stumm-Betätigung Eingang = 1 Veff an Kontakt 13, Ausgang = Kontakt 10

C 1126, D 1126 und D 1127 in der Stummschaltungslogik bewirken im Aufnahmebetrieb, daß beim Einstecken eines Mikrofones die Stummschaltung kurz aktiviert wird. Damit wird der vorher beschriebene Ablauf eingeleitet und die Kondensatoren C 1098 und C 1096 können sich immer auf den neuen Istwert einpegeln.

#### Technische Daten:

	nach DIN 45511	Video 2x4 super
Fremdspannungsabstand	$\geq 41$ dB	typ. 46 dB
Geräuschspannungsabstand	$\geq 51$ dB	typ. 58 dB
Klirrfaktor $k_3$ (333 Hz)	$\leq 5$ %	typ. 3,5 %
Frequenzgang	80...6300 Hz (-8 dB)	30...12 000 Hz (-8 dB)

### 5. Bandmarke bei APF (Automatischer Programmfinder)

#### 5.1 Aufspreichzweig (Marke setzen)

Bei Aufnahmebeginn, Aufnahmeende und Programmwechsel wird vom Bedienteil ein Impuls von ca. 20 ms an Kontakt 22 angelegt.

Dieser schaltet über T 1142/T 1149 durch. R 1149 begrenzt den Impulsstrom durch den Löschkopf auf ca. + 100 mA. Dieser Impuls wird über die gesamte Breite (1/4 Zoll) aufgezeichnet. Gleichzeitig wird die Löschspannung kurzgeschlossen. Wenn der Transistor T 1149 (Hochvolt-typ) sperrt, wird die positive Halbwelle durch D 1149 vom Transistor ferngehalten.

#### 5.2 Lesezweig

Durch den schnellen Bandtransport bei APF-Suchlauf wird im Löschkopf durch die Marke eine Spannung von ca. 1-2 mVss induziert, die im Leseverstärker IC 1140 am Pin 7 mit ca. 400 mVss ansteht. Diese steuert über Tiefpaß R 1134/C 1134 den Positiven Eingang (Pin 3) des Komparators.



Durch die am Pin 2 um 100 mV negativer anliegenden DC-Spannung ist der Ausgang Pin 1 in Ruhelage auf High und wird nur durch Impulse, die  $\geq 100$  mV negativer sind, am Ausgang auf Low geschaltet.

Durch diese Fensterfunktion bleiben Störimpulse oder Rauschen bis 200 mV<sub>ss</sub> unberücksichtigt.

**Bild 10** zeigt den Frequenzgang des Markenverstärkers von Pin 5 bis Pin 3 des IC 1140. Die Ankopplung an den Löschkopf erfolgt hochohmig über R 1152. Die antiparallel geschalteten Dioden D 1151 und D 1152 begrenzen bei Aufnahme die Löschspannung auf einen für den OP unschädlichen Wert von 500 mV<sub>ss</sub>.

Der Arbeitspunkt ist durch Teiler R 1143/R 1144/R 1150 über R 1151 eingestellt.

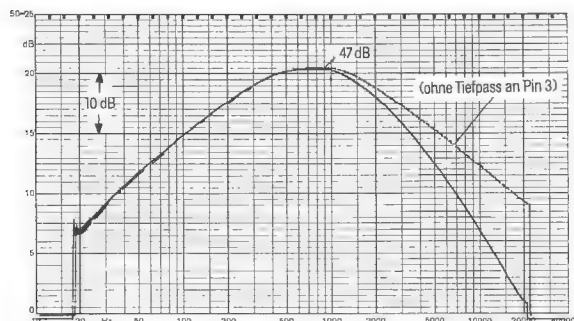


Bild 10 Frequenzgang des Markenverstärkers

## 6. Servicehinweise:

1. Die Transistoren der DNS-Regelschaltung T 1034, T 1063 und T 1084 sind selektiert. Zur einwandfreien Funktion der DNS-Regelschaltung müssen bei Defekt einer dieser Transistoren alle drei gewechselt werden.

2. Richtige Messung des Frequenzganges über Band bei 26 dB unter Vollpegel: (Meßschaltung **Bild 11**.)

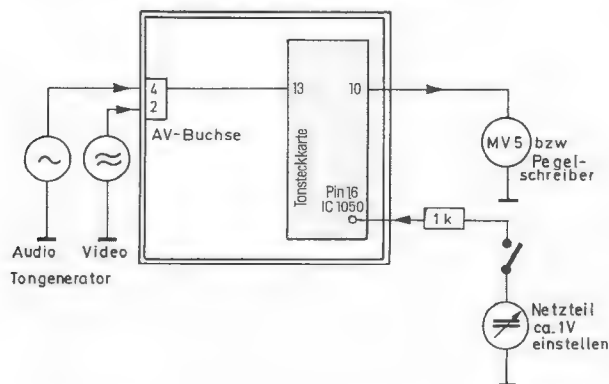


Bild 11 Meßschaltung

### 6.1 Frequenzgang Aufnahme:

- Audio- und Videosignal über die AV-Buchse einspeisen.
- Video 2x4 super auf AV-Aufnahme schalten.
- Tongenerator auf 333 Hz stellen und die Ausgangsspannung soweit aufdrehen bis an Kontakt 19 des Tonmoduls 45 mVeff. stehen ( $\approx 26$  dB unter Vollpegel).
- Nacheinander zu allen Frequenzen (0...20 kHz) die Ausgangsspannung an Kontakt 19 aufnehmen und aufzeichnen (Kurve 1 im **Bild 12**). Bei Wiedergabe dieser Aufnahmen ergibt sich bei nicht normiertem Wiedergabepegel (ca. 100 mV bei 333 Hz) eine zusätzliche Verfälschung des Frequenzganges um ca. 6 dB ab 1 kHz (Kurve 2).

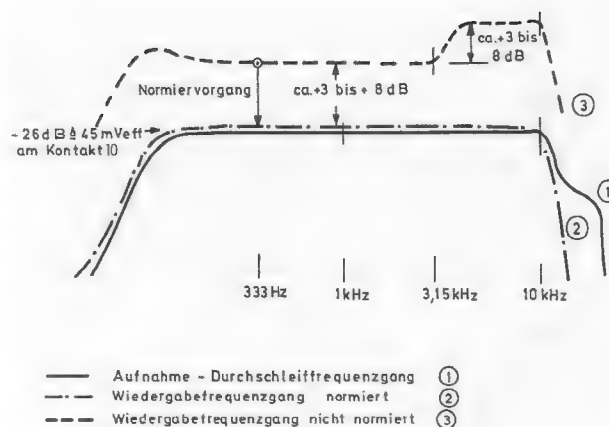


Bild 12 Kurvenvergleich

Durch eine Nachbildung der Pegel-Automatik der Ton-Steckkarte muß die Wiedergabespannung bei 333 Hz ebenfalls auf 45 Veff an Kontakt 19 normiert werden. Erst dann ergibt sich der reelle Frequenzgang der höheren Frequenzen.

Dazu wird an Pin 16 vom IC 1050 über einem 1 kΩ-Schutzwiderstand ein Netzgerät angeschlossen, dessen Leerlauf-Spannung auf ca. 1 V eingestellt wird. Nun wird erneut der Frequenzgang für den Wiedergabebetrieb aufgenommen (Kurve 3).

### 6.2 Messen des Frequenzganges und des Störabstandes nach dem Tastprinzip.

**Bild 13** zeigt das Prinzip in Form einer Meß-Schaltung, nach dem diese Messungen ohne Eingriff in das Gerät möglich sind. Es wird im Abstand von 3 sec. der Vollpegel eingetastet, an dem sich bei Aufnahme und Wiedergabe die Ton-Automatik orientiert. In den Pausen werden die Meß-Frequenzen mit 26 dB unter Vollpegel eingetastet.

Zum Messen des Störabstandes wird anstelle von G2 ein Abschlußwiderstand von 1 kΩ eingesetzt.

Bei Wiedergabe wird entweder ein Pegelschreiber oder ein Voltmeter an Kontakt 4 der AV-Buchse angeschlossen.

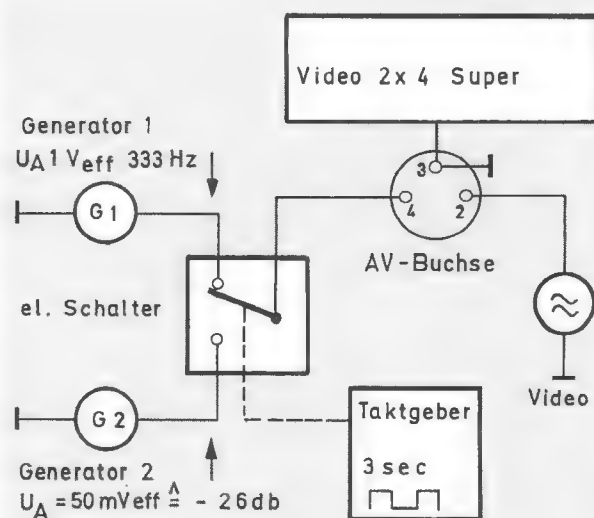
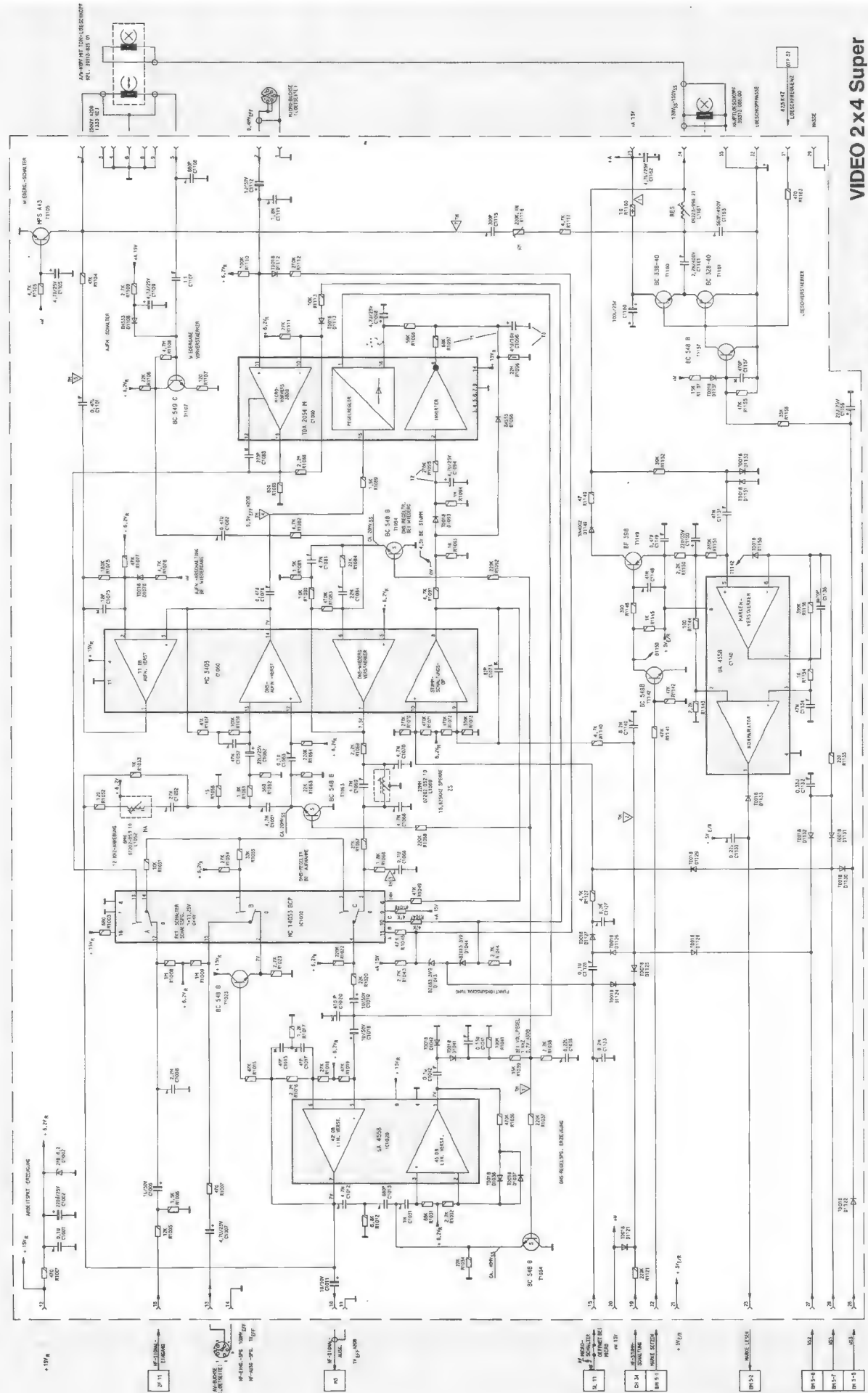


Bild 13 Messen des Frequenzganges nach dem Tastprinzip



**GRUNDIG**  
**VIDEO 2x4 Super**  
 Schaltplan  
 Ton - Teil

# Die Motorsteuerung im Video-Recorder Video 2x4 super



Dieses Schaltungsteil ist auf einer Steckkarte untergebracht und kann wie folgt gegliedert werden:

1. Leistungsendstufen und Ansteuerschaltungen der Motoren:

- 1.1. Wickelmotoren M1, M2
- 1.2. Fädelmotor M3
- 1.3. Kopfradmotor
- 1.4. Capstanmotor (elektrisch nur durchgeschleift)
- 2. Signalverarbeitung folgender Optokoppler
  - 2.1. Wickelmotor-Tachos M1, M2
  - 2.2. Kopfradlagengeber
  - 2.3. Bandendabschaltung
  - 2.4. Bremslüftmagnetbeschaltung

1.1 Grundsätzliche Arbeitsweise des Steuerprinzips für M1/M2 bei den Aufnahme- und Wiedergabefunktionen (Bild 1)

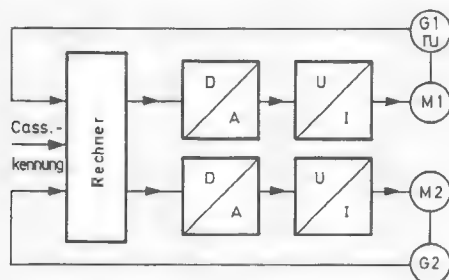


Bild 1 Prinzipskizze der Motorsteuerung

Aus den Frequenzen der Tachogeneratoren G1/G2 und der Cassettenkennung errechnet der  $\mu$ -Prozessor den jeweiligen Durchmesser der beiden Bandwickel. Aus dem Durchmesser erhält man bei Zugrundelegen des geforderten Bandzuges über die Drehmoment-Gleichung und der Drehmomentkonstanten des Motors den notwendigen Steuerstrom.

Diesen Steuerstrom liefert ein Spannungs-in-Strom-Converter, der auf der Motoranschlußplatte untergebracht ist. Die Ansteuerung liefert das Bedienteil in Form einer Analogspannung, die der Rechner als variables Tastverhältnis ausgibt und anschließend über ein RC-Glied (Tiefpaß) aufintegriert wird.

*Arbeitsweise der Regelung beim schnellen und langsamen Umspulenbetrieb (APF-Suchlauf)*

Der Rechner arbeitet dabei auf dem Prinzip einer Drehzahlwaage.

Der Bandzug bei dieser Betriebsart wurde am jeweiligen Cassetteneinlauf auf 0,3 ... 0,5N fixiert. Verringert sich nun beim Umspulen die Drehzahl z.B. wegen größerer Reibung, wird zuerst die Abwickelseite entbremst und die

Aufwickelseite stärker bestromt. Die Ansteuerung erfolgt wie beim Steuerprinzip.

## Schaltungsbeschreibung:

Beide Zweige sind identisch aufgebaut, besitzen einen hohen Innenwiderstand und arbeiten nach dem Prinzip einer Spannungs-Strom-Conversation. Der erzeugte Strom ist ein Konstantstrom.

Die Merkmale einer Konstantstromquelle sind folgende:

$R_i \gg R_a$

$I$  muß unabhängig sein von:

$U_B$

$R_A$

Temperatureinfluß

Zum besseren Verständnis zeigt **Bild 2** die Prinzipschaltung des Spannungs/Strom-Converters. Wenn man die Eingangs-Offsetspannung mit 0 V annimmt, folgt die Schaltung der Beziehung

$$I_A = \frac{U_E}{R_{Meß}}$$

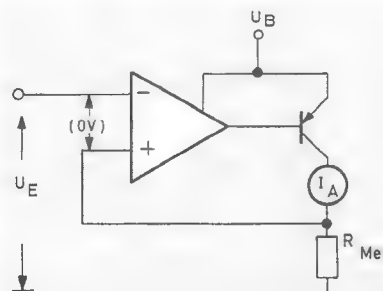


Bild 2 Prinzip des Spannungs-Stromconverters

Für die Dimensionierung von  $R_{Meß}$  stehen sich zwei Forderungen gegenüber:

- a) Der Spannungsabfall über  $R_{Meß}$  soll so klein wie möglich sein (Verluste)  $\rightarrow R_{Meß}$  möglichst 0
- b) Der Einfluß der Offsetspannung auf den  $I_A$  soll gering sein.

Als Kompromiß ergibt sich bei  $I_{min} = 10 \text{ mA}$  mit zulässiger Abweichung  $\pm 20\%$  und einer max. Eingangs-Offsetspannung des OP's von  $\pm 5 \text{ mV}$ .

$$R_{Meß} = \frac{U_{Offset}}{I} = \frac{5 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 2,5 \Omega$$

Gewählt wurde  $2,7 \Omega$

Die Schaltung nach **Bild 2** hat nun die Eingangs-Ausgangsscharakteristik nach **Bild 3**

Zum Anpassen an eine 0 ... 4-V-Steuerspannung muß deshalb ein Spannungsteiler vorgeschaltet werden.

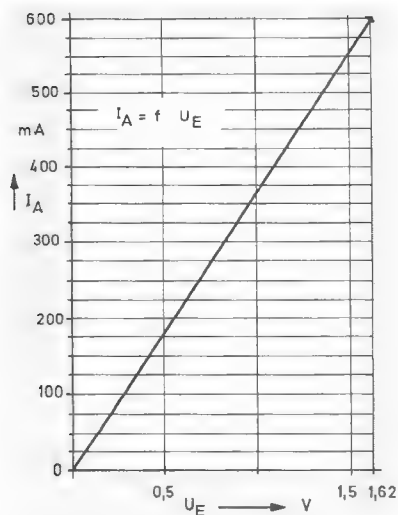


Bild 3  
Ein-Ausgangs-  
charakteristik  
des Spannungs-  
Stromconverters  
nach Bild 2

### Sonderfunktionen

Da bei den Aufnahme- und Wiedergabefunktionen nur Motorströme bis ca. 200 mA benötigt werden, kann mit verringerter Betriebsspannung gearbeitet werden.

Als Vorteil ergibt sich eine kleinere Verlustwärme in den Leistungstransistoren. Das Umschalten erfolgt mit dem Stk-Befehl an Stecker BM 2-3. Dabei wird die 20-V<sub>R</sub>-Spannung für den Motorsteuerzweig M1/M2 mit T 1254 abgeschaltet. Die Spannungsversorgung erfolgt jetzt aus der 12-V<sub>R</sub>-Spannung über D 1251.

Durch den geringeren Strombedarf bei diesem Betrieb kann auch die Steuerkennlinie „flacher“ geschaltet werden; dadurch ergibt sich eine feinere Staffelung der Umschaltunkte (ca. 3-mA-Schritte) aus dem Rechner. Das Umschalten der Kennlinie erfolgt mit B1 und B2 dadurch, daß dem Vorteiler ein weiterer Widerstand parallel geschaltet wird.

Der M1-Zweig ist mit R 1218 einstellbar ausgelegt. Für annähernd gleiche Bandzug-Verhältnisse im Bereich der Kopftrommel bei 5-fach-Bildsuchlauf rückwärts muß die Kennlinie nur für M1 steil geschaltet werden.

Als Information dient die positive Capstanmotor-Spannung, die mit T 1223 den Analogschalter B2 abschaltet.

**Bild 4** zeigt die Eingangs-/Ausgangs-Charakteristik des Spannungs-in-Strom-Converters in der praktischen Beschaltung. Als Bandstrafschaltung beim Ausfädeln dient C 1234, R 1234, D 1217, D 1218 und D 1219.

### 1.2 Fädelmotor-Steuerung M3

Die Brückenschaltung arbeitet mit dem Digital-Treiber-IC L 293 und ist in der Lage, den Spitzenstrom von 1,7 A zu liefern.

Der Spannungsverlust  $U_{\text{sat}}$  bei  $I_A$  beträgt 2 V. Der IC arbeitet nicht invertierend und hat einen  $R_E$  von ca. 30 k $\Omega$ . Durch den Kurzzeitbetrieb ist keine zusätzliche Kühlung notwendig.

Zur Siebung der Ansteuersignale dienen C 1233 und C 1235.

Als Klemmdioden für die Induktionsspitzen des Motors dienen D 1256, D 1257, D 1258 und D 1259.

### 1.3 Kopfradmotor-Steuerschaltung

Der Motor arbeitet mit einem zweisträngigen feststehenden Stator und hat keinen Kollektor. Zum Aufrechterhal-

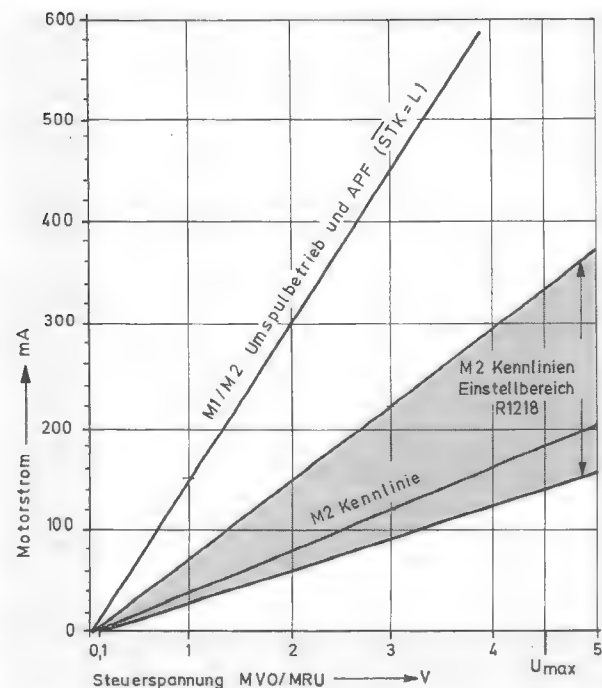


Bild 4 Eingangs-Ausgangs-Charakteristik in der praktischen Beschaltung

ten der Drehung ist ein Hallgenerator am Stator angebracht, der die rotierende Magnetglocke abtastet.

Über die Treibertransistoren T 1292, T 1293 und die Leistungstransistoren T 1291, T 1294 wird der jeweils richtige Strang durchgeschaltet.

Die Steuerung erfolgt über T 1299, das Abbremsen durch Kurzschließen der EMK mit T 1287.

Das Abschalten geschieht mit T 1296.

Der Motor wird über einen PTC-Schutzwiderstand von der 20-V<sub>R</sub>-Spannung gespeist.

## 2. Optokoppler-Signalverarbeitung

### 2.1 Wickelmotor-Tachos

Die Fototransistorempfänger der Gabellichtschranke steuern die Basis einer aus zwei Transistoren bestehenden Schmitt-Trigger-Anordnung. Diese Schaltung garantiert einen definierten Schaltzeitpunkt mit hoher Flankensteilheit.

Der Einschalt-Triggerpunkt liegt bei 1,6 V

Der Ausschaltspunkt bei 1,0 V

Die Ausgangsspannung ist ein akurates Rechtecksignal, das einen MOS-Flip-Flop-MC 14027 zur Frequenzteilung ansteuert.

### 2.2 Kopfrad-Lagegeber

Der Fototransistor-Empfänger der Reflexions-Lichtschranke im Kopftrommelbaustein steuert die Basis des Transistor-Verstärkers T 1264. Die verstärkten Nadelimpulse mit +15 V gelangen zum Stecker CA 2-1. Diese Impulse werden kapazitiv an eine zweite Transistorstufe T 1268 angekoppelt. Dieser entlädt C 1268.

Fällt der Lagegeberimpuls wegen Stillstand des Kopfrades aus, lädt sich der Kondensator über R 1268 in ca. 2...3 sec. auf 5V auf. Dies wird dem Bedienteil gemeldet, das den Ausfädelvorgang einleitet. Angezeigt wird dieses durch Blinken der roten Band-LED.

### 2.3 Band-Anfang und Band-Ende-Erkennung

Die Schaltung arbeitet mit zwei in Reihe geschalteten Foto-Transistoren als Empfänger, die entweder das obere oder das untere Reflektionsmedium (auf das Band aufgedampfte Reflexionsschicht) sensieren. Als gemeinsamer Arbeitswiderstand zum Einstellen der Empfindlichkeit dient R 1208.

Er ist auf die Mitte des Referenz-Spannungsteilers für die beiden Komparatoren im IC 1210 bezogen.

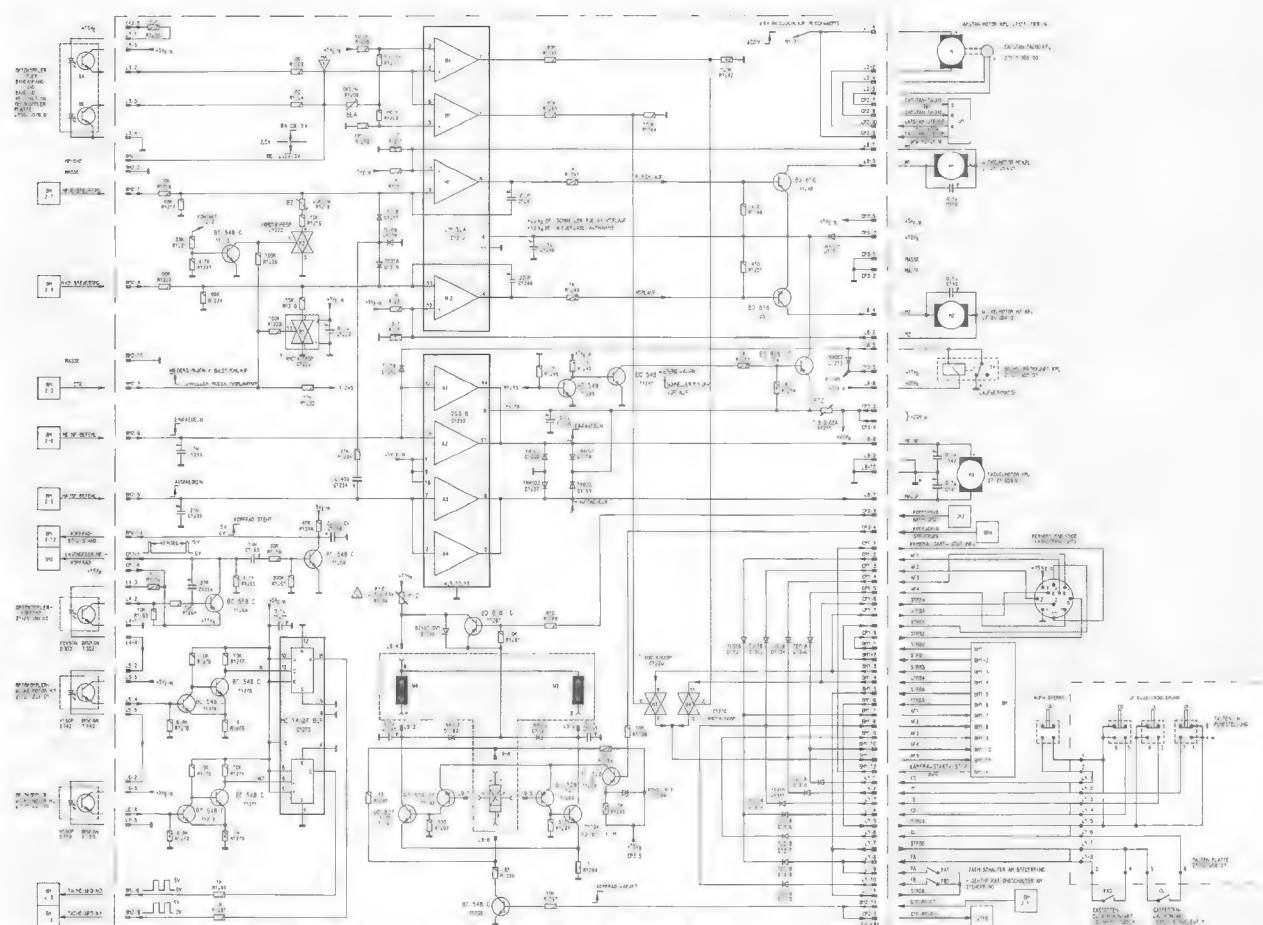
Wird nun eine der Schwellen überschritten ( $< 2,2 \text{ V}$   $> 2,8 \text{ V}$ ) schaltet entweder Ausgang 1 oder 7 „H“ und gibt die Information an die Analogschalter B3/B4 im IC 1220 weiter. Diese verbinden den entsprechenden Kreuzungspunkt in der Matrix für das Bedienteil und signalisieren Bandanfang oder Bandende. Der  $\mu$ -Prozessor übernimmt dann die weiteren logischen Verknüpfungen im Ablaufschema.

Durch die in Reihe geschalteten Empfänger arbeitet die Schaltung nach einem Differentialprinzip, wobei etwa auftretendes Gleichlicht (Fremdlicht) oder Eigenreflektionen der Bandrückseite weitgehend unterdrückt werden.

### 2.4 Bremslüftmagnetbeschaltung

Dieser wird aus der 20-V<sub>R</sub>-Spannung versorgt und entriegelt die Bremse für die Bandwickel, sobald das Relais im Netzteil schaltet. Wenn der Tauchanker angezogen ist, wird der Schalter S4 betätigt und der Fußpunkt der Spule über D 1253 auf + 15 V geklemmt.

Die Differenzspannung erzeugt dann einen Haltestrom von ca. 80 mA. Gleichzeitig wird über D 1252 der Einfädelbefehl freigegeben (Sicherheitsfunktion)!



**GRUNDIG**  
VIDEO 2x4 Super  
Schaltplan  
Motorsteuerung



# Die Infrarot-Fernbedienung des Video 2 x 4 super



Gegenüber den bisherigen Videorecordern des Systems Video 2000 weist der Video 2 x 4 super zusätzliche Funktionen auf, die alle fernsteuerbar sind.

Zur Fernsteuerung gibt es drei unterschiedliche Möglichkeiten, wie die nachfolgenden Beispiele zeigen:

a) Der Videorecorder wird zusammen mit einem Grundig Super-Color-Gerät betrieben, welches eine Fernsteuerbuchse besitzt:

Hier wird der Fernsteueradapter VFA 2 benötigt, wodurch dann beide Geräte mit der gleichen Fernbedienung bedient werden können. Es eignen sich alle Telepiloten ab TP 160E aufwärts, erkennbar an der -Taste.

b) Der Videorecorder wird zusammen mit einem Super-Color-Gerät betrieben, welches zwar fernsteuerbar (ab Telepilot 160E) ist, jedoch keine Fernbedienbuchse besitzt:

Hier wird der Video-Empfänger VIF-E1 (**Bild 1 a**) benötigt, wodurch dann ebenfalls beide Geräte mit der gleichen Fernbedienung bedient werden können.

c) Der Video-Recorder wird mit nicht fernsteuerbaren oder älteren Super-Color oder Fremdgeräten betrieben: Neben dem Videoempfänger wird noch die Infrarot-Fernbedienung TPV 355 (**Bild 1 b**) benötigt, mit dem dann nur der Videorecorder fernbedient werden kann.

Die Schaltung des Video-Empfängers VIF-E1 unterscheidet sich vom Fernbedienadapter VFA 2 nur durch den zusätzlichen Empfänger-Vorverstärker, der bei den fernbedienbaren Super-Color-Geräten dort schon vorhanden ist.

Deshalb kann auf eine gesonderte Beschreibung des VFA 2 verzichtet werden. Die Fernsteuerimpulse gelangen in diesem Falle über das Fernbedienkabel auf den Fernbedienadapter.

## Schaltungsbeschreibung

### 1. TP-Vorverstärker 29304-015.03

Der Infrarot-Geber sendet seine Informationen in Form eines 7-Bit-Biphase-Codes, welcher einem 30-kHz-Träger aufmoduliert ist.

Empfängerseitig wird dieses Signal von der Fotodiode D 1201, deren spektrales Empfindlichkeitsmaximum bei 925 nm, also im Infrarotbereich liegt, empfangen.

Der in Serie zur Fotodiode liegende Parallelresonanzkreis, bestehend aus L 1202 und C 1202, ist auf 30 kHz abgestimmt und bewirkt eine selektive Anhebung der Nutzfrequenz. Die Ansteuerung des IC's 1205 (TDA 4050 B) erfolgt über einen Impedanzwandler (TR 1203). Dieser hat die Aufgabe, den Empfangskreis vom IC-Eingang zu entkoppeln.

Der Schaltkreis TDA 4050 enthält eine geregelte Vorstufe mit einem typischen Regelumfang von 77 dB, wobei der Einsatzpunkt der Regelung bei einer Eingangsspannung von ca.  $5 \mu V_{eff}$  liegt. Ein nachfolgender Verstärker gibt das Signal auf einen Operationsverstärker, welcher mit einem Doppel-T-Glied beschaltet ist. Diese R-C-Kombinationen (R 1211/1212, C 1211; C 1213/1214, R 1213) sind Teile eines aktiven Filters mit einer Resonanzstelle bei 30 kHz. Der anschließende Schwellverstärker verstärkt und



Bild 1 Video-Recorder Video 2 x 4 super mit seitlich angebrachtem Video-Empfänger VIF-E1 (a), Spezialfernbedienung Tele Pilot TPV 355 (b) sowie einer Super-Color-Fernbedienung Tele Pilot 350 (c)

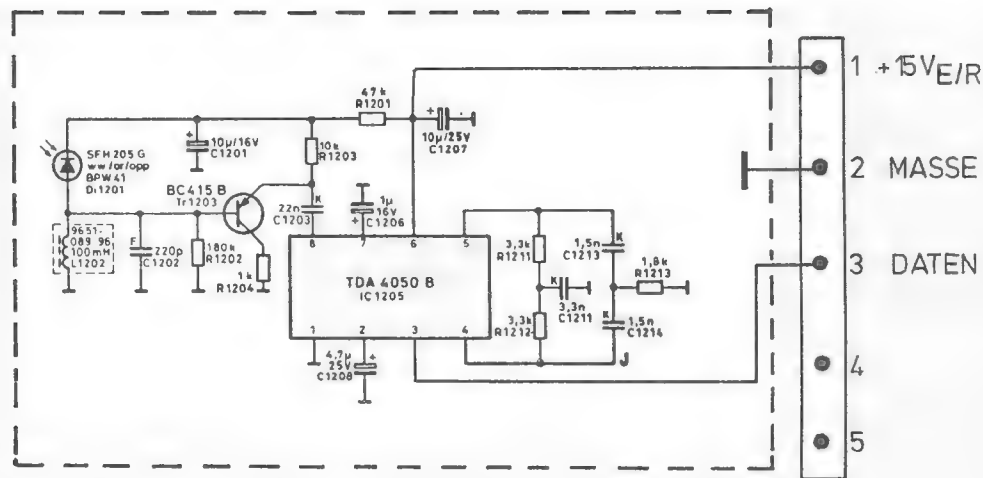


Bild 2 Schaltbild des TP-Vorverstärkers

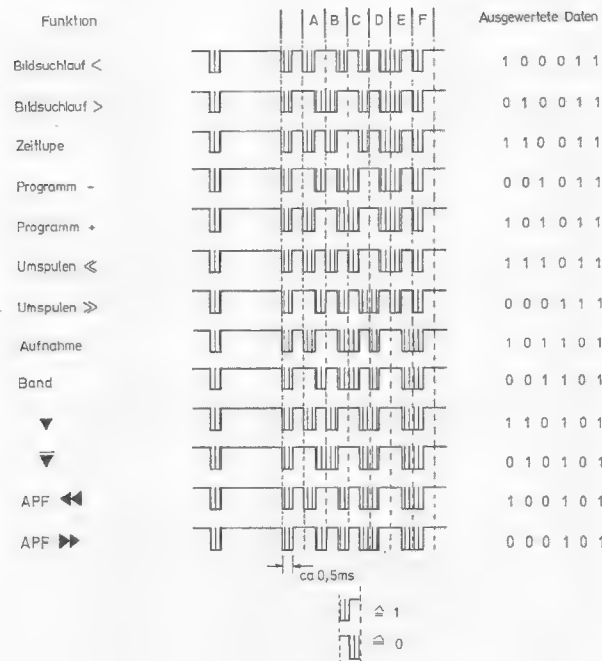


Bild 3 Ausgangssignale des Vorverstärkers

begrenzt das Signal so weit, daß am Ausgang 3 des TDA 4050 +15-V-Impulse zur Verfügung stehen.

Bild 2 zeigt das Schaltbild des TP-Vorverstärkers

Bild 3 zeigt die Ausgangssignale des Vorverstärkers (siehe TI 2/1978, Seite 89, Bild 2)

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des TDA 4050.

Die Bedienung des Videorecorders 2 x 4 super über den Super-Color-Tele-Piloten (ab TP 160 E) erfolgt nach folgendem Schema:

1. Taste drücken und festhalten
2. zusätzlich die gewünschte Recorderfunktion durch Drücken der entsprechenden Tasten starten.

Durch die Doppelausnutzung (Erweiterungsbefehle) der Tastatur erhält man beim Betätigen der Tele-Pilot-Taste (bei gleichzeitigem Drücken der Taste) folgende Recorderfunktion:

Taste am Telepilot

Recorderfunktion

Programmtaste 1	Bildsuchlauf 5 X<
Programmtaste 2	Bildsuchlauf 7 X>
Programmtaste 3	Zeitlupe 1/3 X
Programmtaste 4	Programm -
Programmtaste 5	Programm +
Programmtaste 7	Umspulen <<
Programmtaste 8	Umspulen >>
Farbkontrast -	Aufnahme 1)
Farbkontrast +	Band (Ausfädeln)
Helligkeit -	Pause
Helligkeit +	Wiedergabe
Lautstärke -	APF
Lautstärke +	APF

1) zur Aufnahme eines Programmes sind folgende Tasten nacheinander zu betätigen:

1. Taste drücken und festhalten
2. mit der Programmtaste 4 oder 5 gewünschtes Programm auswählen
3. mit Taste „Farbkontrast -“ Aufnahme starten.

Bei „Aufnahme-Stop“ muß die Taste „Helligkeit -“ gedrückt werden.

Durch nochmaliges Drücken der gleichen Taste wird die Aufnahme erneut gestartet.

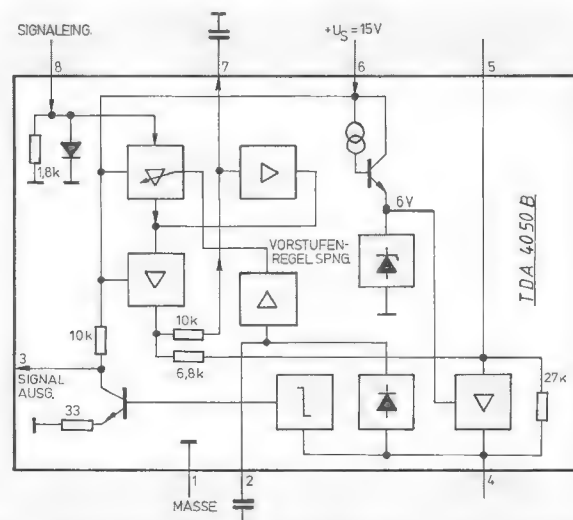


Bild 4 Blockschaltung des TDA 4050 B

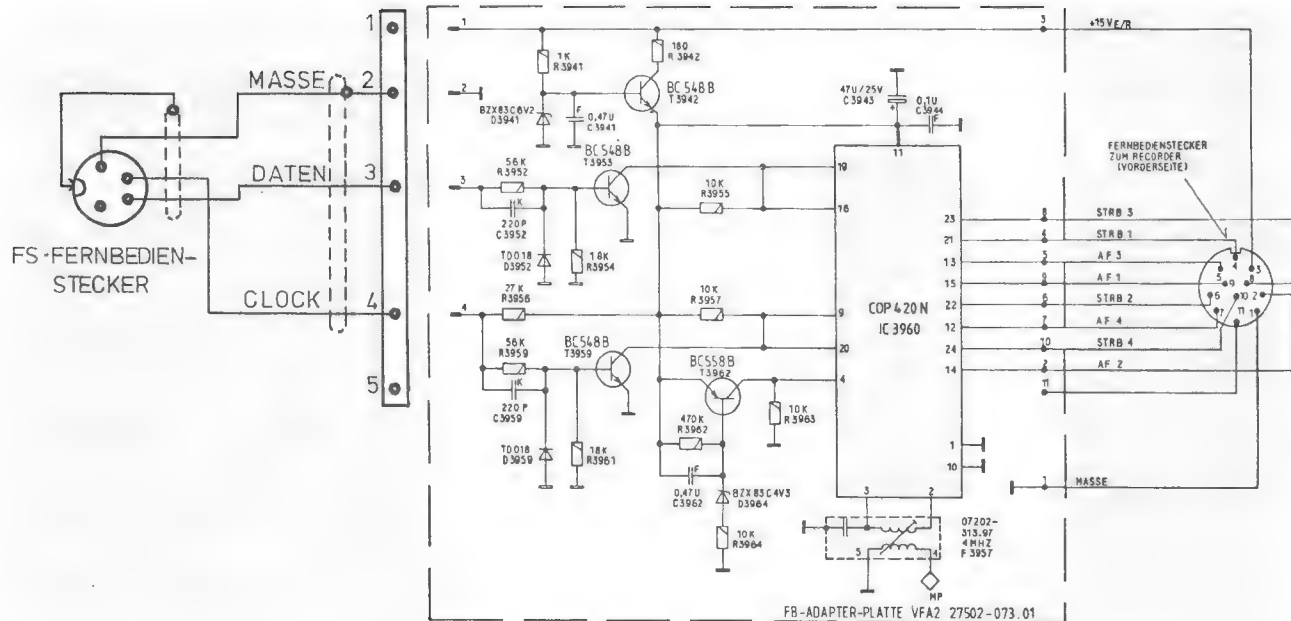


Bild 5 Schaltbild VFA 2

## 2. FB-Adapter

(Bild 5: Schaltung des VFA 2)

Die Decodierung der vom Vorverstärker gelieferten Bi-phase-Signale, bzw. den Daten/Clock-Impulsen der seriellen Schnittstelle zum FFS-Gerät erfolgt im Einchip-Microcomputer COP 420 (IC 3960). Der Rechner unterscheidet automatisch zwischen den beiden Codes und wertet diese entsprechend aus.

### 2.1 Schnittstellenbeschreibung

#### 2.1.1 Daten-Clock:

Über die T/O-Ports IN 1 und S 1 (Pin 20 und 16) empfängt der COP 420 die Daten/Clock-Information. Diese muß in folgendes Zeitschema passen:

$$\begin{aligned} t_{DA} &= 32 \mu\text{sec} \dots 81 \mu\text{sec} \\ T_{SET} &= 4 \mu\text{sec} \dots 16 \mu\text{sec} \\ t_{clk} &= 10 \mu\text{sec} \dots 41 \mu\text{sec}. \end{aligned}$$

Durch die Verwendung des Interrupt-Modes muß

$$t_{clk} > 2 \times t_{cycle} = 8 \mu\text{sec}$$

erfüllt sein.

Bild 6 zeigt das Impulsschema.

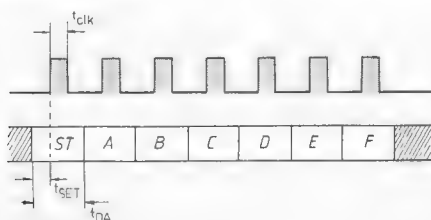


Bild 6 Zeitdiagramm

#### 2.1.2 Biphase-Code:

Der Biphase-Code wird über die serielle Schnittstelle dem Port SI (Pin 16) dem Microrechner zugeführt.

Die Biphase-Information besteht aus einem Vorimpuls und 7-Informationsbit. Für jedes dieser Bits wird ein Im-

puls-Paket von 0,5 msec Dauer und einer Pausezeit von ebenfalls 0,5 msec übertragen. Diese Impulspakete werden mit einer Frequenz von ca. 30 kHz und einem Tastverhältnis von 1:4 ausgegeben. Im Detail liegt am SI-Eingang des COP 420 folgendes Impulssignal an:

Bild 7 zeigt das Zeitdiagramm für Impulspaket.

$$t_{oz} = 37,33 \mu\text{sec} \dots 16 \mu\text{sec}$$

$$t_{imp} = t_{oz}/4$$

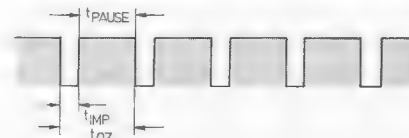


Bild 7 Zeitdiagramm

#### 2.1.3 Umschalten der einzelnen Empfangsmoden

Da der gleiche Baustein für beide möglichen Betriebsarten eingesetzt wird, muß der Rechner automatisch die jeweilige Datenart erkennen.

Beim Biphase-Empfangsmodus liegt das Biphase-Signal nur an den Rechner-Eingängen SI/IN Ø (Pin 16; 19). Da bei dieser Betriebsart keine Taktinformation benötigt wird, liegt der Eingang IN 1/IN 3 des Mikrocomputers CPIN 9/20 auf „LOW“-Pegel.

Beim „Daten/Clock“-Empfangsmodus wird die Dateninformation ebenfalls über SI/IN Ø angeboten, wobei die Clockimpulse an IN1/IN3 anstehen.

Bild 8 zeigt die Impulszuordnung.

COP EINGANG	BIPHASE	DATEN/CLOCK
SI / IN Ø	1 0	1 0
IN1 / IN3	1 0	1 0

Bild 8 Impulszuordnung

Daraus erkennt man, daß die einzige sichere Methode den Empfangsmodus zu ermitteln ist, die Eingänge IN1/IN3 auf Clockimpulse zu untersuchen. Dabei wird das

Datensignal, da kein fester Ruhepegel definiert ist, auf eine Änderung kontrolliert. Wird eine Pegelverschiebung dedektiert, wartet der Microcomputer (wegen unterschiedlichen Datenvorlaufzeiten bei Daten/Clock) 12 msec. Anschließend tastet er mittels der Latchfunktion von IN 3, ob vorher ein Clockimpuls empfangen wurde. Ist das Latch gesetzt, wird auf Daten/Clock-Modus umgeschaltet, im anderen Fall auf Biphase-Betrieb. Der Rechner wiederholt den Auswahlzyklus, falls bei 140 msec nichts mehr empfangen wurde.

#### 2.1.4 Schaltungsbeschreibung

**Bild 9** zeigt das Blockschaltbild des Mikrocomputers COP 420

Kernstück des FB-Adaptes ist der Einchip-Mikrocomputer COP 420 (IC 3960) mit einem 1 K x 8 bit ROM, 64 x 4 Bit RAM. Die 4 MHz-Taktfrequenz für den Rechner wird intern erzeugt, jedoch das frequenzbestimmende L-C-Glied, ein 7 x 7 mm abgleichbares Filter mit integrierter Kapazität (F 3957) muß extern geschlossen sein. Über eine Hilfswicklung wird die Taktfrequenz auf einen Meßpunkt ausgekoppelt.

Da der Rechner mit einer Betriebsspannung von + 5 V arbeitet, muß die + 15 V E/R umgesetzt werden. Über R 3941 wird die Spannung auf die Basis des Emitterfolgers T 3942 gegeben. Die Zenerdiode D 3941 klemmt die Basisspannung auf 6,2 V. C 3941 siebt diese Spannung. Am Emitter von T 3942 steht die Rechner-Betriebsspannung von ca. + 5 V.

Die Daten-Information gelangt über Anschluß 3, den Widerstand R 3952 und den parallel geschalteten Speed-up-Kondensator C 3952 (zur Flankenversteilerung) auf die Basis des Pegelwandlers T 3953. Dieser invertiert die Daten-Impulse und gibt sie an die Eingänge 19 und 16 des Rechners. Die Diode (D 3952), an der Basis des Transistors, begrenzt die negativen Schaltspitzen.

Beim Video-Fernbedienadapter VFA 2 gelangen die Clock-Impulse über Anschluß 4, den Widerstand R 3959 und den parallel geschalteten Speed-up-Kondensator C 3959 auf die Basis eines als Pegelwandler arbeitenden Transistors T 3959. Die Diode D 3959 begrenzt die nega-

tiven Spitzen. Die so umgeformte und invertierte Clock-Information wird an die Eingänge 9 und 20 des Mikrocomputers gegeben.

Bei der Video-Infrarot-Fernbedienung VIF-E1 wird die Clock-Information nicht benötigt. Der Anschluß 4 bleibt unbeschaltet. Der Widerstand R 3956 schaltet den Transistor T 3959 dauernd auf Masse.

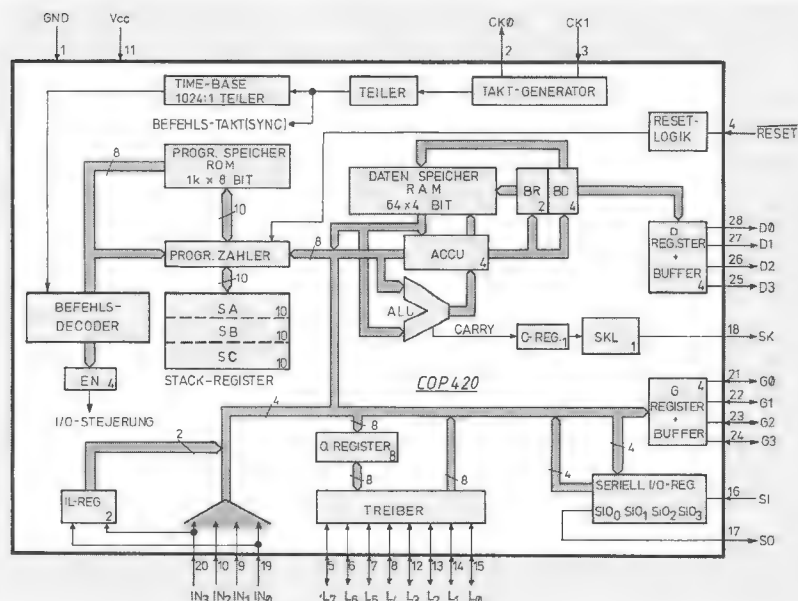
Zur Initialisierung des Mikrocomputers ist eine Anlaufschaltung vorgesehen. Wird das Gerät eingeschaltet, bleibt der Transistor (T 3962) so lange gesperrt, bis seine Emitterspannung um die Emitter-Basis-Flußspannung höher als die Basisspannung ist. Da die Zeitkonstante R 3962/C 3962 größer 5 x der Betriebsspannungs-Anstiegszeit ist, wird eine richtige Initialisierung des Rechners sichergestellt. Diese Schaltungsanordnung stellt auch sicher, daß auch bei Betriebsspannungs-Einbrüchen der Rechner einen Reset-Impuls bekommt.

Die Dateninformation wird im Mikrocomputer decodiert und schaltet die entsprechenden Scan-Takte um. Dabei gelangen vom Videorecorder die Scan-Takte SFR 1-4 auf die Rechnereingänge 21; 22; 23 und 24 (G Ø; G 1; G 2 und G 3). Die decodierten Befehle gelangen über die Ausgänge 15; 14; 13 und 12 (L Ø; L 1; L 2 und L 3) und der Fernbedienbuchse wieder an den Ablaufrechner des Videorecorder zurück.

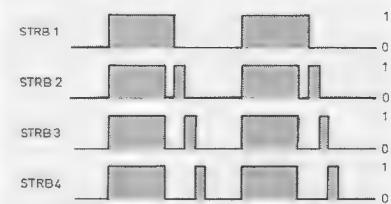
Funktion	Ausgänge IC 3960			
	AF 1	AF 2	AF 3	AF 4
Bildsuchlauf <	—	STRB 2	—	—
Bildsuchlauf >	STRB 2	—	—	—
Zeitlupe	STRB 1	—	—	—
Programm —	—	—	—	STRB 3
Programm +	—	—	—	STRB 2
Umspulen «	—	STRB 4	—	—
Umspulen »	STRB 4	—	—	—
Aufnahme	—	—	—	STRB 4
Band	STRB 3	—	—	—
Pause	—	STRB 3	—	—
Wiedergabe	—	—	STRB 4	—
Progr. Suchlauf	—	—	STRB 1	—
Progr. Suchlauf	—	STRB 1	—	—

**Bild 10** Tabelle der SCAN-Impulse

**Bild 11** zeigt die SCAN-Takte STRB 1-4



**Bild 9** Blockschaltbild des Mikrocomputers COP 420



**Bild 11** SCAN-Takte

# Der Sendersuchlauf des Video-Recorders Video 2 x 4 super



## 1. Allgemeines

Der Suchlauf-Steckbaustein hat die Aufgabe, den Tuner mit den notwendigen Steuerspannungen zur Bandwahl und Abstimmung zu versorgen.

Bei zu eng beieinanderliegenden Kanälen oder bei ungünstigen Empfangsbedingungen kann es erforderlich werden, die Sender anders als auf eine ZF-Frequenz von 38,9 MHz abzustimmen. Der Suchlauf-Steckbaustein erzeugt in diesen Fällen ebenfalls eine Feinabstimmungsspannung, welche dem ZF-Baustein zugeführt wird. Eine „Automatische-Frequenz-Korrektur“ (AFC) sorgt für immer gleichbleibenden Abstimmzustand.

Der automatische Sendersuchlauf (Schaltbild **Bild 1**) erleichtert das Belegen der 32 möglichen Programmspeicherplätze. Dabei werden zur Sendererkennung die Diskriminator- und Referenzspannung, sowie die Synchronimpulse (im Chroma-Teil erzeugt) herangezogen. Die Daten für Programmwahl und Start des Suchlaufes in einem bestimmten Bandbereich erhält der Suchlauf-Steckbaustein vom Uhrenprozessor TMS 1600 auf dem Bedienmodul.

Der Datenaustausch zwischen dem Suchlauf-Steckbaustein und dem Bedien-Teil findet durch folgende Befehlsleitungen statt:

- 445 kHz Takt für das Steuer-IC
- Clock-Takt zur synchronen Datenübertragung
- serielle Datenübertragung, sie enthält Informationen über Bandwahl, Suchlauf – Grob- und Feinschritte –, und die Steuerbefehle für das Speicher-IC
- Auswahlcode
- T/R (Transmit/Receive) bei „H“-Pegel werden Daten eingelesen, bei „L“-Pegel werden Daten ausgegeben (betrachtet vom Uhrenrechner).

Diese Informationen verarbeitet das Steuer-IC (IC 370) und gibt seinerseits folgende Befehle aus:

an den Pin's 17, 18, 19 wird die Bandwahl-Spannung ausgegeben (**Bild 2**), über je einen Transistor (T 370, 371, 372) invertiert und auf die entsprechenden Tunereingänge gegeben.

Band	Pin 17	Pin 18	Pin 19
UHF	L	H	H
VHF Bd. I	H	L	H
VHF Bd. III	H	L	L

Bild 2 Bandwahltabelle (IC 370)

## 2. Beschreibung des Steuer-IC's TMS 3756 DNL

**Bild 3** zeigt das Blockschaltbild des TMS 3756 DNL.

Während „H“-Pegel am T/R-Eingang (Pin 25) werden die vom Bedien-Modul kommenden Daten mit den am Clock-Eingang (Pin 24) anstehenden Clock-Impulsen seriell in das Eingangsschieberegister (LSB zuerst) eingelesen.

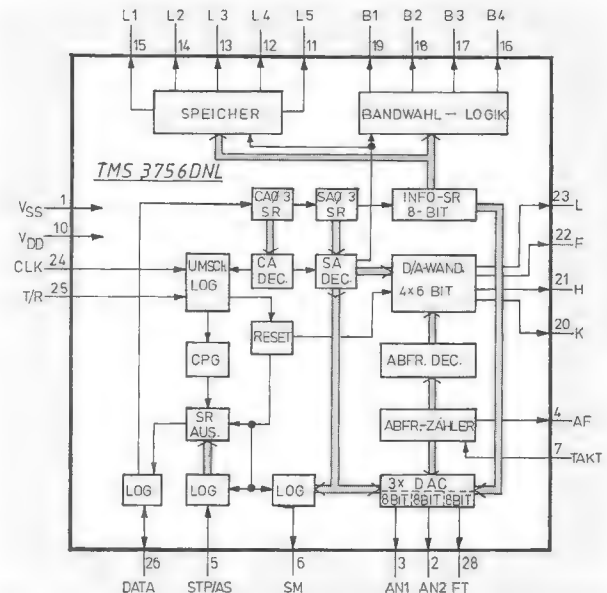


Bild 3 Blockschaltung des Steuer-IC's TMS 3756 DNL

Geht der T/R-Eingang auf „L“-Pegel, werden mit dem ersten Clock-Impuls in Verbindung mit der IC-Auswahl-Adresse (Chip-Adresse CA) die Subadresse decodiert und die Datenbits in die entsprechenden Speicherzellen übernommen.

Nach dem Einlesen von Daten werden, während der T/R-Eingang auf „L“-Potential liegt, mit den dem Steuer-Clock folgenden Clock-Impulsen die Daten seriell über den, nun als Ausgang programmierten Pin 26 aus dem Ausgangsschieberegister ausgelesen (LSB zuerst). Wird T/R auf „H“ gesetzt, so wird der Ausgabezyklus abgebrochen. Der Ausgang geht auf seinen hochohmigen Zustand (3-state).

Die aus dem Abfragedecoder kommenden 6 Steuerleitungen fragen die Zustände der Speicher-Zellen parallel und zyklisch ab. In Abhängigkeit des aus diesen Speichern gelesenen Impulsmustern ergibt sich eine typische, serielle Impulsfolge von 64 bit. Über externe R/C-Glieder können diese Impulse integriert werden und man erhält eine analoge Spannung. Im hier beschriebenen Suchlauf-Modul bleiben diese Ausgänge unbeschaltet.

## 3. Abstimmung

Ein digitaler Komparator vergleicht den binären Inhalt der Speicher-Flip-Flop's mit dem Zählerstand des mit 455 kHz getakteten Abfrage-Zählers. Man erhält bei jedem Zählerdurchlauf einen Einzelimpuls, dessen Tastverhältnis zum jeweiligen Inhalt des Speichers proportional ist. Eine Änderung des Speicherinhaltes bewirkt eine entsprechende Tastverhältnisänderung am Ausgang (**Bild 4**).





Ausgang	F (kHz)	Min.-Änderung d. Tastverhältnis	Tastverhältnis	
			MIN	MAX
AN 1	1,78	1/256	1/256	255/256
AN 2	1,78	1/64	1/64	8/64
FT	14,2	1/16	1/16	1 (V <sub>ss</sub> )
AF	1,78	unveränderlich	1/8	

Bild 4

Der Ausgang SM (Pin 6) wird über Chip- und Subadresse auf „H“ (Suchlaufstart) und „L“ (Suchlaufende) gesetzt.

Die Pegel am STOP/AS-Eingang (Pin 5) werden entsprechend dem Pegel des SM-Ausganges ausgewertet:

- SM = „L“: AS -Funktions-Auswertung
- SM = „H“: STOP -Funktions-Auswertung

#### 4. Beschreibung des AFC-VIDEO- und SYNC-Signal-Identifikations-Schaltkreis SN 29784 N

Der SN 29784 N ist ein Signal-Identifikations-Baustein zur AFC-Video- und Synchron-Impulserkennung.

Der Baustein enthält:

- Stop-Schmitt-Trigger
- Komparator und AFC-Schalter
- Digital-Analog-Wandler DAC
- Koinzidenzschaltung
- Stummschaltung (Muting)

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild des SN 29784 N

Die Koinzidenzerkennungs- und Stummschaltung wird in unserem Anwendungsfall nicht benutzt, da die Koinzidenzinformation extern im Chroma-Teil erzeugt wird und als Status dem SN 2974 zugeführt wird.

Vom TMS 3756 CNL kommt die digitale Grob-Fein-Abstimmungs-Information. Ein dynamischer D/A-Wandler setzt diese in eine impulsbreitenmodulierte Rechteckschwingung um. Der Kondensator C 387 am Pin 13 integriert diese Impulse und erzeugt somit eine analoge, vom Tastverhältnis abhängige Regelspannung. Über einen Spannungsfolger gelangt die Abstimmungsspannung auf einen Summierpunkt. Hier wird die AFC-Spannung addiert und nach einem weiteren Spannungsfolger wird die Abstimmungsspannung auf den Tuner gegeben.

Während des Sendersuchlaufs werden die vom ZF-Teil kommenden Diskriminator- und Referenzspannungen im Stop-Schmitt-Trigger verglichen. Beträgt die Differenz der beiden Eingänge – 2,1 V wird die Abstimmungsspannung von Grob- auf Feinschritt um- und die AFC-Erzeugung eingeschaltet.

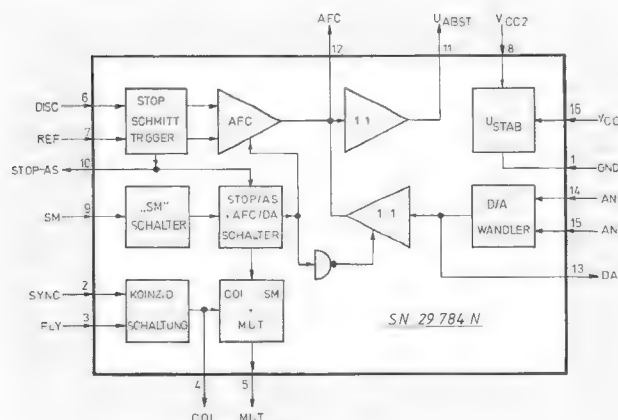


Bild 5 Blockschaltung des AFC-IC's SN 29784 N

#### 5. Beschreibung des Speichers-IC's SM 586

Der SM 586 ist ein elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nicht flüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technologie.

Seine Speicherkapazität beträgt 512 Bit, die in 32 Worten zu je 16 Bit angeordnet ist.

Die serielle Adressen-, Chipselekt- und Befehlseingabe erfolgt über ein 8-Bit- bzw. 12-Bit-Steuerswort. Die Umschaltung zwischen 8 oder 12 Bit-Betriebsart erfolgt durch eine externe Verdrahtung. Open-Drain-Signalausgänge erleichtern die Anpassung an die äußere Beschaltung. Zur leichten Anpassung an die peripheren Bauteile können die Signalein- und -ausgänge durch einfache Pinbeschaltung invertiert werden.

Das Auslesen und Umprogrammieren ist mit einer einzigen externen Schaltspannung möglich. Dabei beträgt die maximale Programmierzeit 1 sec.

Die Lebensdauer des Speichers beträgt mehr als 10<sup>4</sup> Programmierzyklen, wobei die Speicherzeit mindestens 10 Jahre ist.

#### 6. Funktionsablauf

a) Beim Sendersuchlauf:

Betätigt man eine der drei Bandwahltasten, so wird diese Information in den Uhrenrechner TMS 1600 des Bedienteils gegeben. Dieser überprüft, ob der Ablaufprozessor eine mechanische Funktion ausführt. Ist dies nicht der Fall, wird die Bandwahlinformation seriell über die Datenleitung auf den Suchlauf-Baustein gegeben. Durch die Adressierungs-Bits wird das Steuer-IC angewählt und der entsprechende Bandwahlausgang nach „Low“ geschaltet.

Diese Ausgänge sind für UHF – Pin 17, VHF – Pin 18 und eine zusätzliche Umschaltung zwischen VHF Band I und III, wobei Pin 19 bei Band I „High“ und bei Band III „Low“ ist.

Diese Ausgangszustände werden durch die Transistoren T 370, T 371 und T 372 invertiert und dem Tuner zugeführt.

Gleichzeitig werden die Tastverhältnisse der Ausgangsimpulse AN 1 und AN 2 (IC 370) stetig verändert. Diese digitale Information wird im IC 380 auf einen D-A-Wandler gegeben und man erhält an dessen Ausgangspin 11 die Abstimmungsspannung im Bereich von 0–33 V. Diese Abstimmungsspannung verändert sich so lange, bis ein Sender gefunden ist.

Dazu wird die vom ZF-Verstärker kommende Referenzspannung mit der ebenfalls aus dem ZF-Baustein kommenden Diskriminatorspannung verglichen.

Bild 6 zeigt die Stopspannungserzeugung.

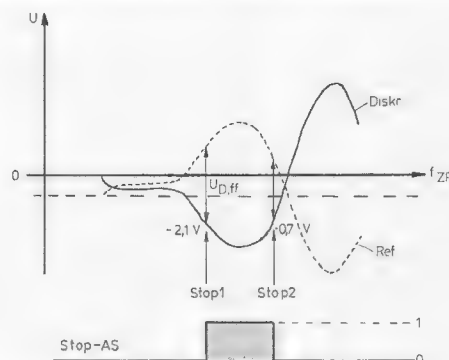


Bild 6 Erzeugung der Stop-Spannung

Wenn nun beim kontinuierlichen Erhöhen der Abstimmungsspannung in Grobschritten, über Anschluß AN 1, die Nähe eines Senders erreicht wird, laufen die Regel- und Diskriminatorspannungen auseinander. Dabei wird die Diskriminatorspannung, bezogen auf die Regelspannung, negativ.

Beträgt die Spannungsdifferenz  $-2,1\text{ V}$  erzeugt der AFC-IC SN 29784 (IC 380) einen Stop-AS-Befehl. Dieser schaltet das Steuer-IC auf den Feinschritt-Modus um. Die Regelinformation gelangt über AN 2 in den AFC-IC. Die Abstimmungsspannung wird in wesentlich feineren Stufen, 7 Feinschritte entsprechen 1 Grobschritt, verändert. Die Spannungsdifferenz wird durch die positiver werdende Diskriminatorspannung kleiner. Erreicht die Differenz einen Wert von  $-0,7\text{ V}$  geht die Stop/AS-Spannung wieder auf „L“-Pegel. Gleichzeitig fragt das AFC-IC die Senderkennung des Chroma-Teils ab.

Zu diesem Zweck wird im Chroma-Teil eine Schaltspannung erzeugt, in dem man die empfangenen und durch das Amplitudensieb gewonnenen Impulse auf ihre Koinzidenz überprüft. Ist ein Sender gefunden, so liegt am Pin 4 „High“-Pegel (ca.  $4\text{--}5\text{ V}$ ) an. Zudem wird im Steuer-IC das SM-Signal auf „Low“ gesetzt und die AFC eingeschaltet.

Betätigt man nun die Speichertaste, so legt der Mikrocomputer des Bedien-Teils die entsprechenden Befehle auf den Datenbus. Das Speicher-IC SM 586 wird aufgeru-

fen und die gewünschte Speicheradresse angewählt. Die digitale Abstimmungsinformation wird ebenfalls über den Datenbus seriell in den Speicher gelesen. Der Transistor T 359 invertiert das Signal und setzt es auf  $+15\text{ V}$ -Pegel um. Nachdem der Speichervorgang beendet ist, wird zur Kontrolle der abgespeicherte Wert wieder ausgelesen und zum Mikrocomputer zurückgesendet.

Die Bedienperson erhält somit eine unmittelbare Kontrolle über die Richtigkeit der gespeicherten Information. Auf dem Fernsehbildschirm ist dieses Umschalten durch die Wiederkehr des Bildes nach kurzzeitiger Dunkeltaftung zu bemerken. Ein Sender ist somit abgespeichert.

Will man nun ein gespeichertes Programm aufrufen, so wird über das Tastenfeld die entsprechende Programmnummer eingegeben. Der Mikrocomputer des Bedien-Teils legt diese Adresse auf den Datenbus, wählt das Speicher-IC an und schaltet das Steuer-IC auf lesen. Die abgespeicherten Daten werden aus dem Speicher gelesen. Der Transistor T 362 invertiert das Signal und gibt die Daten seriell auf den Bus. Im Steuer-IC werden diese abgespeichert und auf den AFC-Baustein gegeben. Der Digital-Analog-Wandler formt diese Information in eine analoge Abstimmungsspannung um und steuert den Tuner an. Neben den Werten für die Abstimmungsspannung wird die ebenfalls mitgespeicherte Bandwahlinformation ausgegeben.

Bild 7 zeigt das Blockschaltbild des Sendersuchlaufs. 

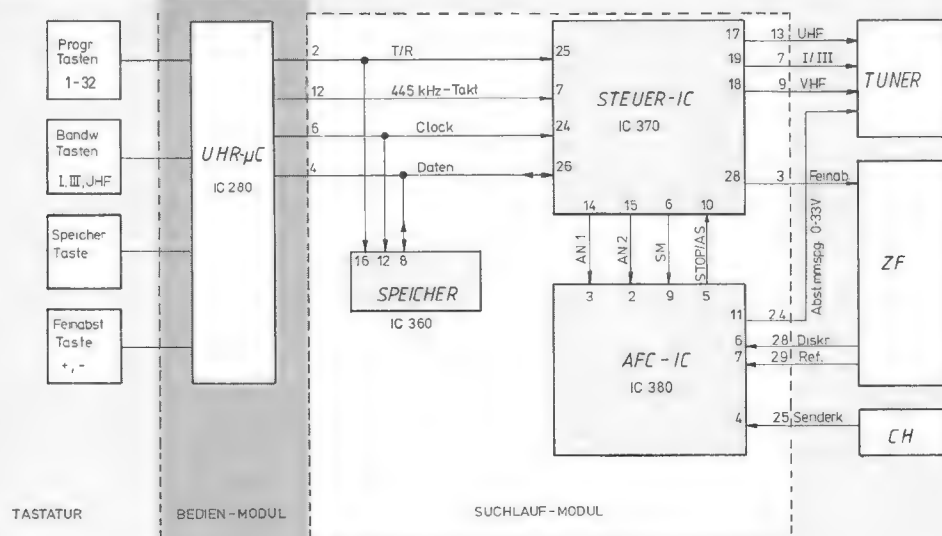


Bild 7 Blockschaltung des Sendersuchlaufs

## Die Fachpresse berichtet über den Video 2 x 4 super:

Mit „Aufstieg in die Meisterklasse“ ist ein ausführlicher Vorstellungsbericht über den neuen Recorder „Video 2 x 4 super“ in „Video VIS“, Heft 6, der Zeitschrift für das private Fernsehen, überschrieben. Auf sechs Seiten macht Fachjournalist Peter Kaiser die Überlegenheit der Grundig-Neuentwicklung gegenüber Mitbewerbsprodukten auf dem Video-Sektor deutlich. Der mit informativen Skizzen und Farbfotos angereicherte Artikel ermöglicht auch einem technischen Laien, die Technik des Videogerätes und damit seinen hohen Gebrauchsnutzen leicht zu verstehen. Schlußkommentar des Autors: „Der Videocassettenrecorder 2 x 4 super von Grundig hinterläßt einen hervorragenden Eindruck. Über seine Konkurrenzfähigkeit mit jedem Heim-Videorecorder besteht unsererseits kein Zweifel. In einigen Punkten ist er jedem anderen Heim-Recorder überlegen . . . wir neigen zu der Ansicht, daß durch den Recorder 2 x 4 super zumindest in technischer Hinsicht dem europäischen System der Durchbruch gelungen ist.“

„Mikro macht müdes Fernseh'n munter“ meint „Photo-Review“-Redakteur Jürgen Phillip in seinem Erfahrungsbericht über den neuen Grundig-Recorder Video 2 x 4 super mit moderner Mikroprozessor-Steuerung. Gleich zu Beginn des 4-seitigen Artikels in der Juni-Ausgabe der Foto-Fachzeitschrift wird das Gerät als „modernster Videorecorder der Welt“ bezeichnet. Weiter im Text heißt es zur Programmierbarkeit: „In aller Stille und über zwei Vorgängermodelle ist es Grundig gelungen, ein Gerät zu präsentieren, das selbst bei komplizierten Wünschen kaum noch einen Zweifel über ‚richtig‘ oder ‚falsch bedient‘ aufkommen läßt.“ Auch bei der Typ-Bezeichnung „Video 2 x 4 super“ erkennt der Autor: „... super, ein Zusatz, der voll zutrifft, wie man nach den ersten Übungsminuten zugeben muß.“

Weitere Testberichte über den Video 2x4 super finden Sie im „Hobby“, das unter der Überschrift „Das Goldstück“ schreibt: „Mit dem 2 x 4 super hat GRUNDIG eine Maschine vorgestellt, die fast alles besser kann als die japanische Konkurrenz.“ Die schweizer Zeitschrift „playtronic“ nennt den 2 x 4 super: „Der intelligente Alleskönner! – Das Superding.“



## 1. Einleitung

Die Stromversorgung elektronischer Geräte aus dem Wechselstromnetz erfolgt in der herkömmlichen Art durch einen 50 Hz-Netztransformator (Spannungstransformation u. galvanische Trennung), Gleichrichter, Ladekondensator und einer Stabilisierungsschaltung mit geregelterm Längstransistor. Nachteile dieser Schaltungsart sind der schlechte Wirkungsgrad, hohe Temperaturen (besonders bei Netzüberspannung), großes Volumen und Gewicht des Netztransformators.

Beim Schaltnetzteil, welches erstmals auch beim GRUNDIG-Video-Recorder Video 2 x 4 super eingesetzt wird, umgeht man diese Nachteile, indem man die Betriebsfrequenz stark erhöht und als Stellglied einen geregelten Schalter verwendet. Wegen der hohen Betriebsfrequenz (20–60 KHz) kann man kleinere Transformatoren mit Ferritkern verwenden. Als Schalter kommen schnelle, dreifachdiffundierte Schalttransistoren zur Anwendung. Weitere Vorteile sind der geringere Aufwand der sekundärseitigen Siebglieder wegen der hohen Betriebsfrequenz, die Vorstabilisierung von mehreren Ausgangsspannungen und die sekundäre Spannungskonstanz bei großem Netzspannungsbereich.

## 2. Sperrwandlerprinzip

Zur Anwendung kommt ein freischwingendes Netzteil nach dem Sperrwandlerprinzip (Bild 1).

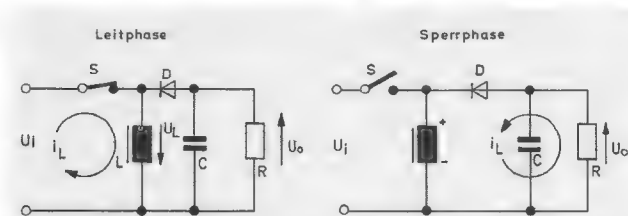


Bild 1 Prinzip des Sperrwandlers

Die Spannung  $U_i$  liegt bei geschlossenem Schalter S an der Induktivität L und verursacht einen linear ansteigenden Strom I. Die Spule L nimmt dabei magnetische Energie auf. Die Diode D ist während dieser Zeit gesperrt, so daß kein Ausgangsstrom fließt.

Beim Öffnen des Schalters S wird die Diode D leitend und die von der Spule L gespeicherte Energie wird an den Kondensator C abgegeben. Während der Sperrphase der Diode D gibt der Kondensator C seine Energie an den Lastwiderstand R ab.

## 3. Einführung

Aus der Netzspannung wird durch einen Brückengleichrichter und Elko eine Spannung von ca. 300 V erzeugt. Diese gleichgerichtete Betriebsspannung versorgt über die primäre Arbeitswicklung des Sperrwandlertrafos den Schalttransistor. Auf der Primärseite des Sperrwandlertrafos sind zwei weitere Wicklungen angeordnet. Die erste bildet die Versorgungsspannung für den Steuer-IC. Die zweite erzeugt die Regelinformation für den Steuer-IC. Die Ansteuerung des Schalttransistors erfolgt durch Rechteckimpulse, die durch den Steuer-IC erzeugt werden.

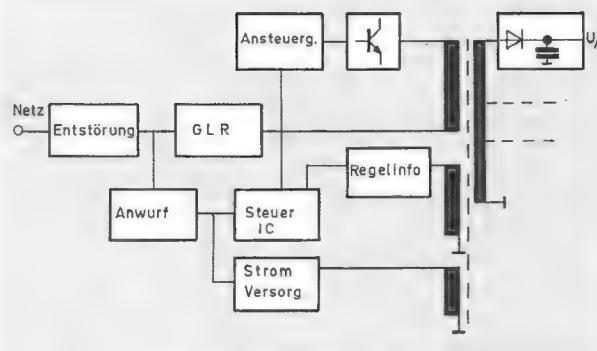


Bild 2 Prinzipschaltbild des Netzteils

ste bildet die Versorgungsspannung für den Steuer-IC. Die zweite erzeugt die Regelinformation für den Steuer-IC. Die Ansteuerung des Schalttransistors erfolgt durch Rechteckimpulse, die durch den Steuer-IC erzeugt werden.

## 4. Schaltungsbeschreibung

Nach dem Einschalten des Netzs Schalters gelangt die von Brückengleichrichter GLR 420 und Elko C 431 erzeugte Gleichspannung von ca. 300 V über die Arbeitswicklung des Trafos (Pin 15-9) an den Kollektor des Schalttransistors T 402. Da T 402 noch keine Basisspannung hat, fließt kein Kollektorstrom, der in der Rückkoppelwicklung (Pin 7-13) durch magnetische Induktion die Versorgungsspannung für das Regel-IC aufbauen könnte. Um den Einschwingvorgang starten zu können, wird deshalb über D 418 und R 418 eine separate Anlaufschaltung gebildet.

Die integrierte Schaltung TDA 4600 (Bild 3) übernimmt dabei die Überwachung des Anlaufverhaltens, die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors.

Während des Anlaufs werden nacheinander drei Betriebszustände durchlaufen. Um ein exaktes Schalten des Transistors zu gewährleisten, ist eine bestimmte Anlauffolge nötig, um den Koppelkondensator C 401 aufzuladen.

### a.) Aufbau einer internen Referenzspannung

Sie versorgt den Spannungsregler und bewirkt die Aufladung des Koppelkondensators C 401.

### b.) Freigabe der internen Spannungsversorgung und Referenzspannung von 4 V

Diese Spannung wird schlagartig bei 12 V (Pin 9 – TDA 4600) eingeschaltet und bildet für alle Baugruppen des IC bis auf die Steuerlogik eine thermisch stabile und überlastfeste Stromversorgung.

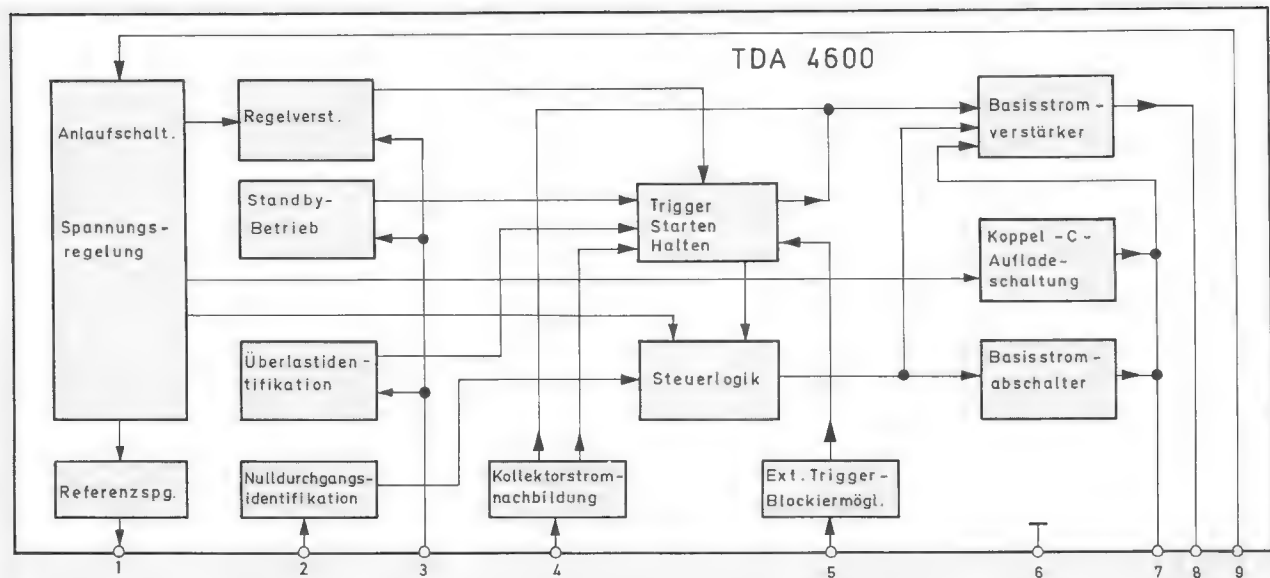


Bild 3 Blockschaltung des TDA 4600

### c.) Freigabe der Steuerlogik

Unmittelbar mit der Referenzspannung wird über ein weiteres Stabilisierungsglied die Stromversorgung der Steuerlogik eingeschaltet.

Damit ist der IC betriebsbereit.

#### 4.1 Regelbetrieb

An Pin 2 werden die Nulldurchgänge der von der Rückkoppelspule eingespeisten Frequenz registriert und an die Steuerlogik weitergegeben. Damit wird der nächste Schaltvorgang für T 402 eingeleitet.

Weiter wird aus dieser Wicklung über D 408 und C 409 eine dem Ladungszustand des Trafos entsprechende Gleichspannung gewonnen und dem IC über Pin 3 mitgeteilt. Dort wird sie mit einer Konstantspannung verglichen und die Amplitudenänderung zur Regelung der Ansteuerung des Leistungstransistors T 402 verwendet. Bei größer werdender Belastung des Netzteiles steigt der Strom durch T 402 zeitlinear immer stärker an bis ein Sättigungswert erreicht ist. Um die zulässigen Grenzwerte des Transistors und des Trafos nicht zu überschreiten, wird mit Hilfe eines mitlaufenden Zeitgliedes aus R 415, R 417 u. C 417 die Einschaltdauer auf zulässige Werte begrenzt. IC Pin 4 hat Schmitt-Trigger Eigenschaft und schaltet beim Erreichen einer internen Spannungsgrenze (Referenzspg.-4 V) den Steuerstrom für T 402 ab.

Mit Pin 5 besteht eine zusätzliche Trigger- u. Blockiermöglichkeit. Bei Spannungen an Pin 5 von  $\leq 2,2$  V wird der Ausgang Pin 8 gesperrt.

Die maximale Amplitude des Basisansteuerstroms wird mit dem Stromgegenkopplungswiderstand R 40I festgelegt.

#### 4.2 Schutzbetrieb

Bei Kurzschluß der sekundären Wicklungen des Schalt- netztes regelt der IC auf einen sich wiederholenden Abfragezustand hin. Bei einer Betriebsspannung an Pin 9 von  $\leq 7$  V bzw.  $\leq 2,2$  V an Pin 5 klemmt der Basisstrom- abschalter, veranlaßt durch die Steuerlogik, den Aus- gang Pin 7 auf 1,6 V und sperrt die Ansteuerung des Schalttransistors.

### 5. 15-V-Spannung

Zur Stabilisierung der 15-V-Spannung wird der Präzi- sionsspannungsregler  $\mu$ A 723 verwendet (Blockschal- tung Bild 4)

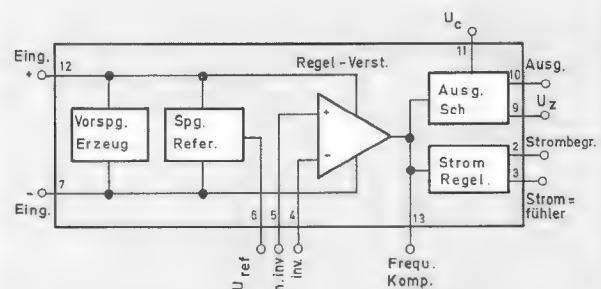


Bild 4 Blockschaltbild  $\mu$ A 723

Die Erzeugung der Vorspannung für den gesamten Schaltkreis erfolgt über eine interne Zenerdiode, die mit Konstantstrom gespeist wird. Die Stromquellen der Spannungsreferenz und des Regelverstärkers werden von dieser Vorspannung gesteuert.

Die Referenzspannung ist temperaturkompensiert und beträgt typ. 7,15 V. Die Temperaturdrift des Schaltkreises beträgt typ. 0,003mV/C. Der Regelverstärker ist als Diffe- renzverstärker aufgebaut und vergleicht die Referenz mit einer der Ausgangsspannung proportionalen Spannung. Die Ausgangsstufe des Schaltkreises besteht aus einem doppelten Emitterfolger, um die Belastung des Regelver- stärkers klein zu halten.

Um die Temperaturdrift klein zu halten, wird als externer Längstransistor T 447 ein pnp-Darlington verwendet.

### 6. Einschaltstrombegrenzung

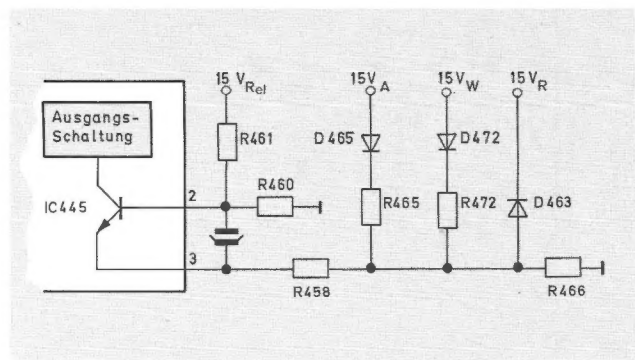
Beim Anziehen des Relais entstehen, bedingt durch die Kapazitäten der nachfolgenden Bausteine hohe Lade- stromspitzen. T 463, T 465, T 477 begrenzen diese auf ein für den Relaiskontakt zulässiges Maß.



## 7. Aufnahme-Wiedergabe-Umschaltung

Bei vorhandener Aufnahmeinformation (Low-Pegel an Kontakt 2) sperrt T 480 und T 475 und T 465 schalten durch und an Kontakt 19 steht die +A-Spannung.

Bei fehlender Aufnahmeinformation (Stellung Wiedergabe, High-Pegel an Kontakt 2) schalten die Transistoren T 480, T 478 u. T 477 durch und an Kontakt 20 erscheint die +W-Spannung



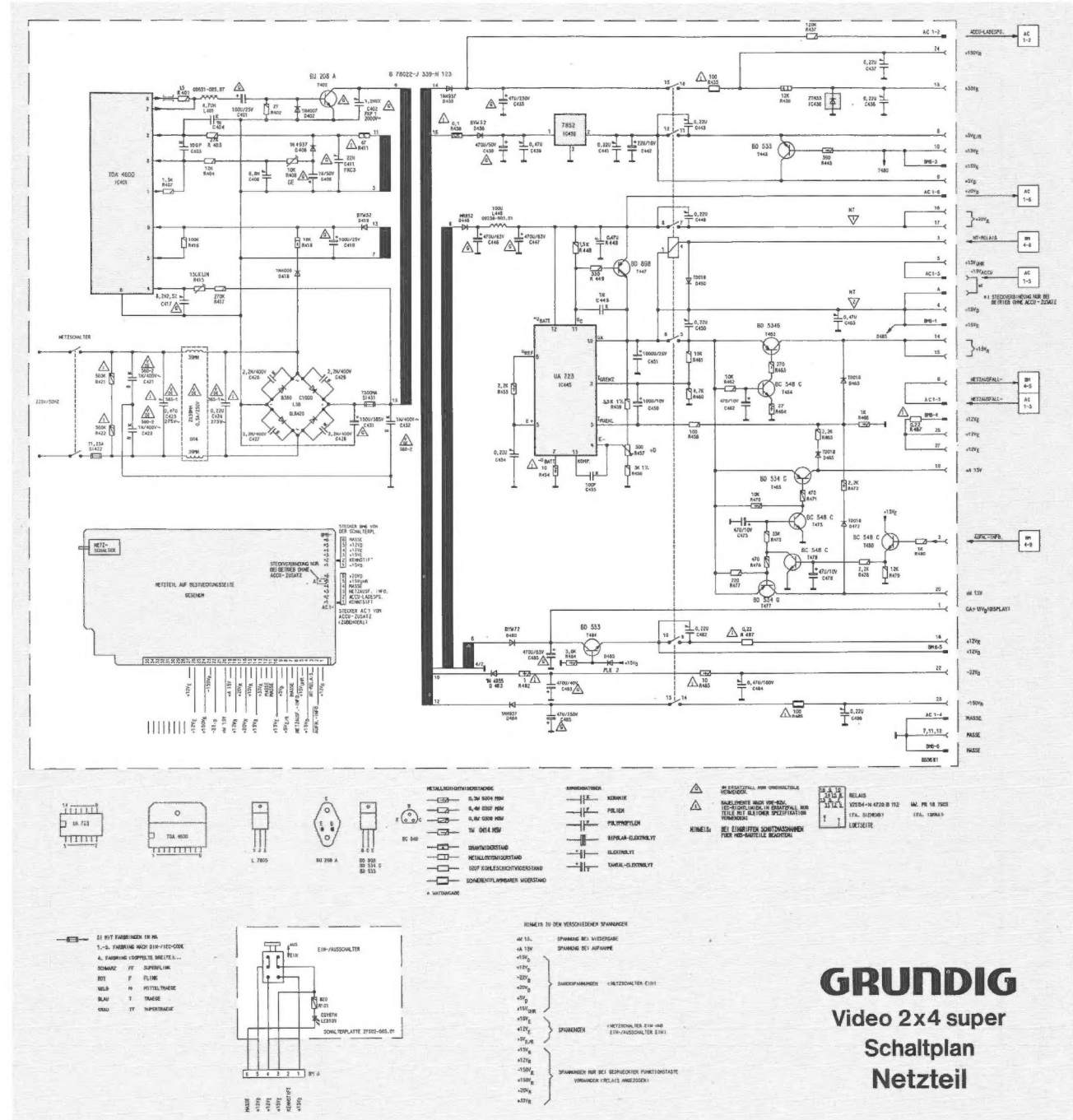
## 8. Elektronische Sicherung (Bild 5)

Als Schutz gegen Kurzschluß an 15 V<sub>R</sub>, 15 V<sub>A</sub> bzw. 15 V<sub>W</sub> wird der interne Begrenzungstristor des  $\mu$ A 723 (IC 445, Pin 2-3) verwendet.

Pin 2 (IC 445) wird über R 461 und R 460 auf 3,15 V vorgespannt. Pin 3 (IC 445) wird über D 465, R 465 bzw. D 472, R 472 und R 466 auf 4,5 V gelegt. Im Normalbetrieb (Auf-

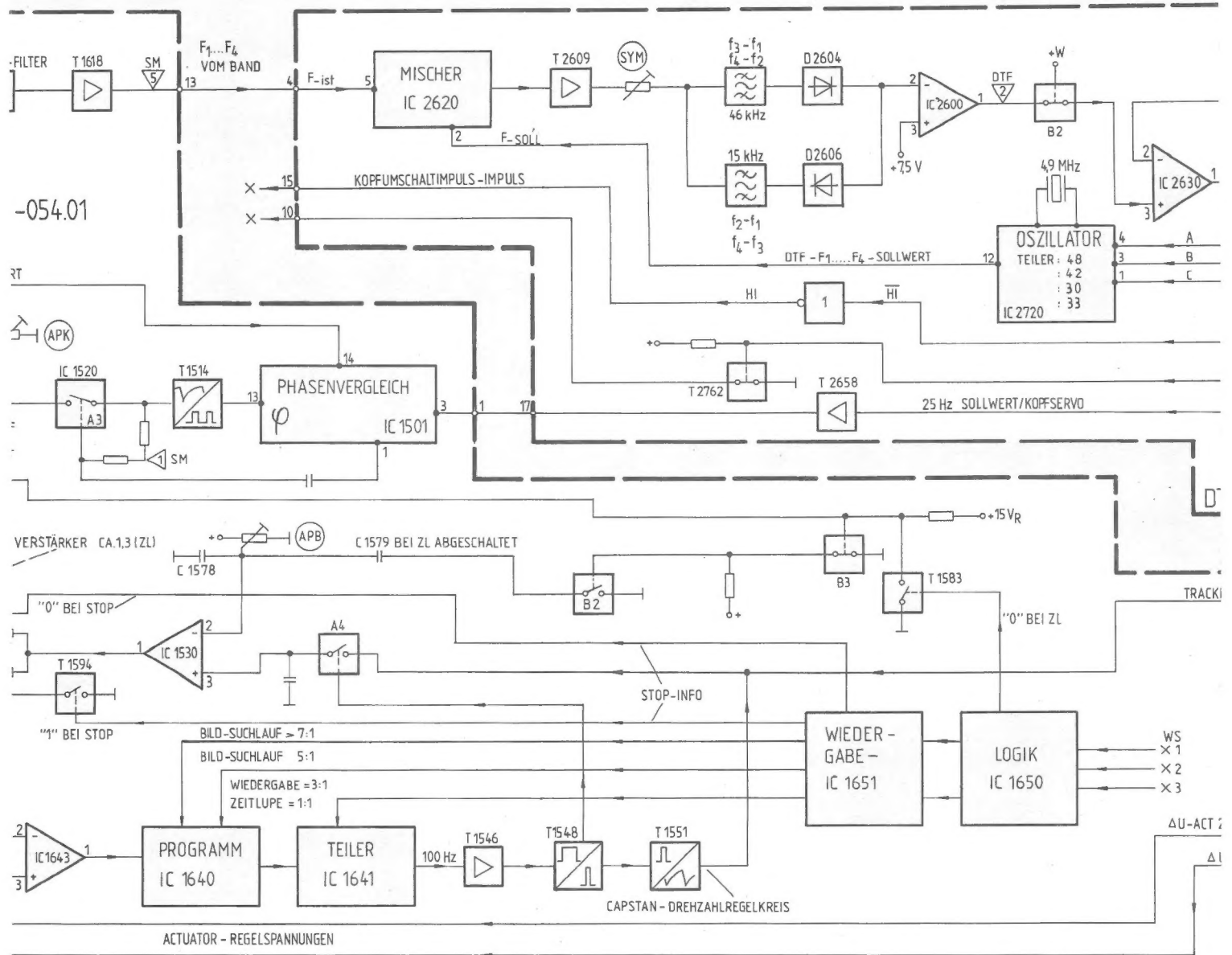
Bild 5 Schaltungsauszug „elektronische Sicherung“

nahme bzw. Wiedergabe) ist der interne Transistor somit durch diese negative Spannung gesperrt, da immer zwei Spannungen (15 V<sub>R</sub> u. 15 V<sub>A</sub> bzw. 15 V<sub>R</sub> u. 15 V<sub>W</sub>) vorhanden sind. Bei Kurzschluß einer dieser drei Spannungen wird Pin 3 (IC 445) gegen Masse gezogen und der Schaltkreis begrenzt den ausgangseitigen Kurzschlußstrom.



**GRUNDIG**  
Video 2x4 super  
Schaltplan  
Netzteil

# VIDEO 2x4 SUPER - ANTRIEB (SERVO) UND SPURSTEUERUNG (DTF) BEI WIEDERGABE



Am Pin 29 des DTF-Computers erscheinen deshalb 50-Hz-frequente Auftastimpulse, die über die nachfolgende Sampling- and-Hold-Schaltung die Regelspannungsänderungen abfragen.

Über den IC 2710, den Modulkontakt 33 (DTF) bzw. 17 (Servo) und dem Schalter B 1 wird die errechnete Regelspannung weitergeleitet.

## Eigene Ergänzungen:

---



---



---



---



---



---



---



---



---



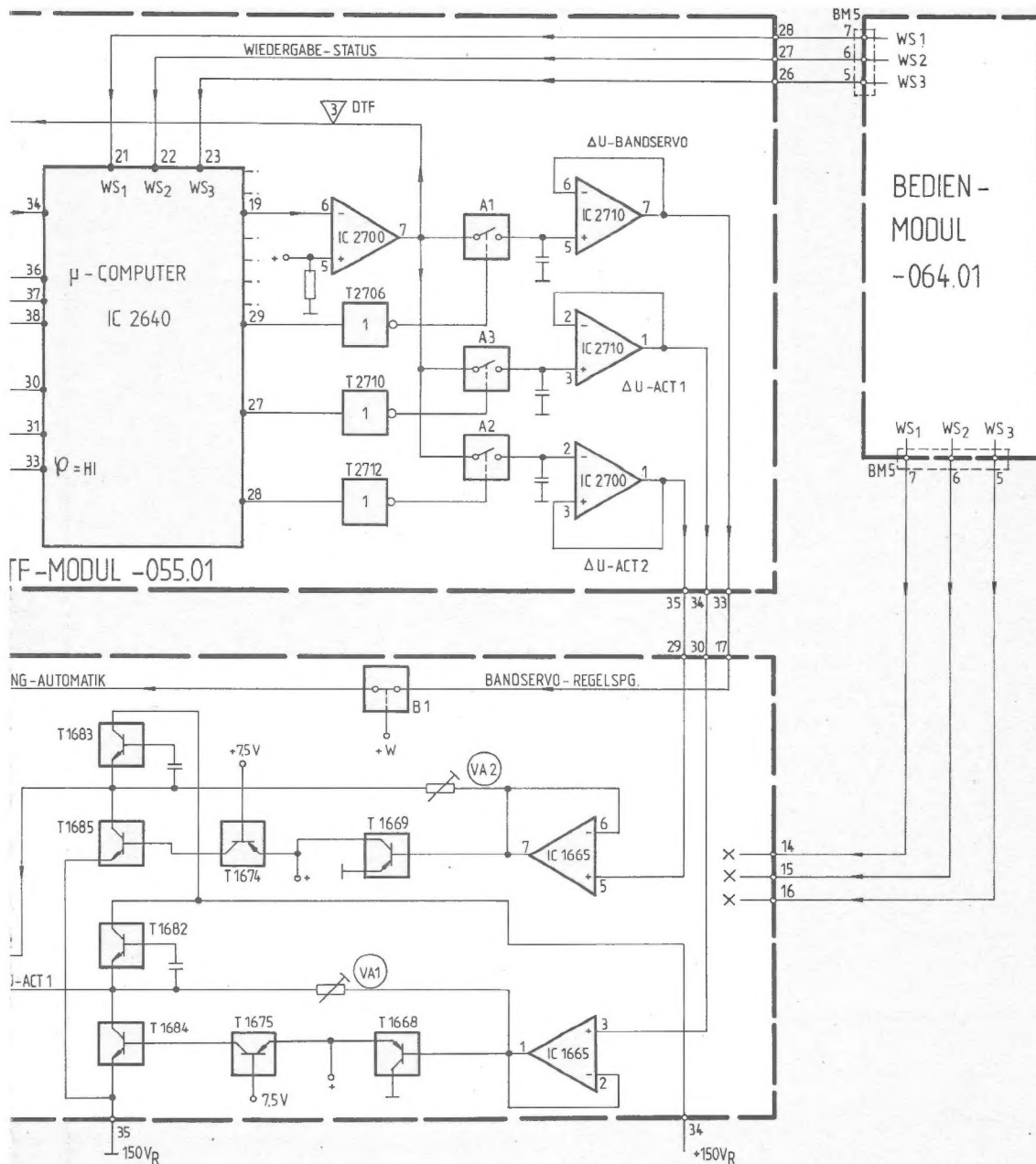
---

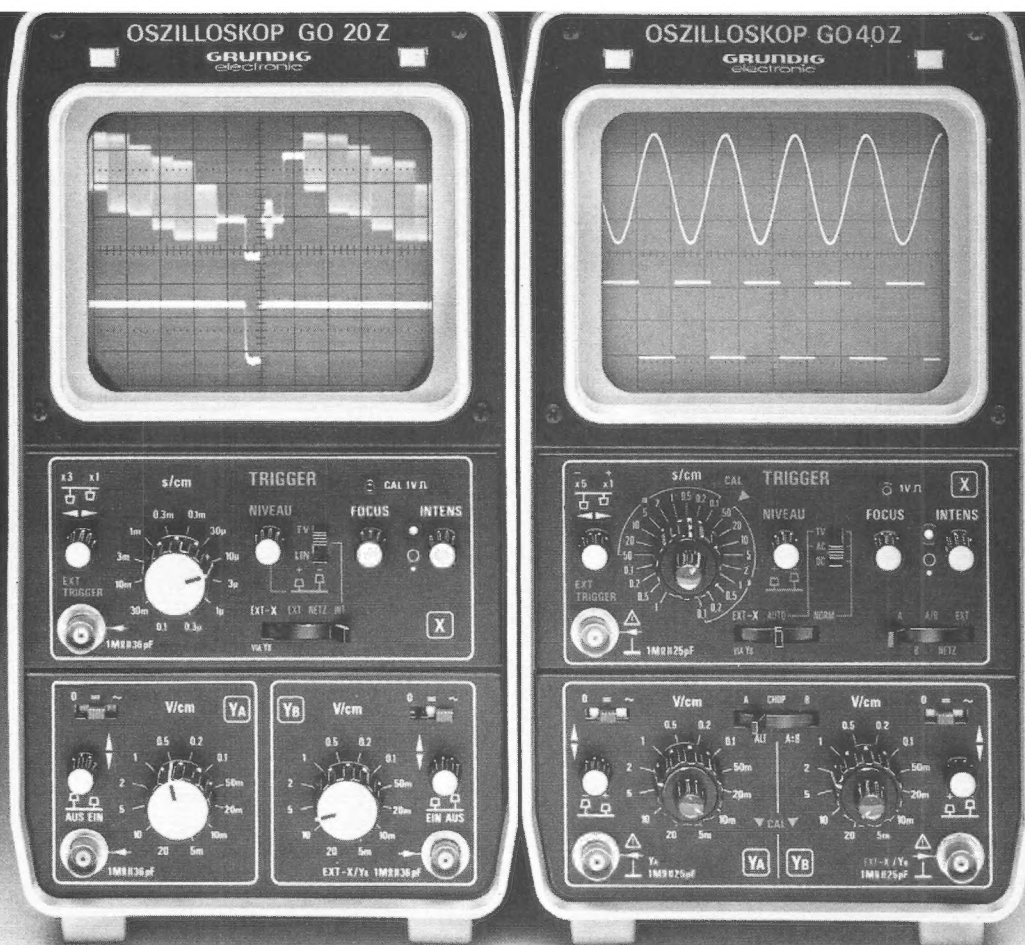


---



---





## OSZILLOSKOPE IN HOCHFÖRM.

Grundig Zweikanal-Oszilloskope haben sich durch Qualität und Zuverlässigkeit in Industrie, Entwicklung und Ausbildung hervorragend bewährt.

**20-MHz-Oszilloskop GO 20 Z:** Ein universell einsetzbares Oszilloskop, das sich durch gute Daten, einfache Bedienung und kompakten Aufbau auszeichnet. Das Bedienfeld ist übersichtlich und logisch gestaltet; Automaten sorgen für eine schnelle Lösung Ihrer Meßaufgaben.

Zur optimalen Darstellung von Videosignalen besitzt der GO 20 Z ein Amplitudensieb, das Veränderungen des Bildinhaltes und Pegelschwankungen ausgleicht.

Für die Darstellung von Bauelemente-

Kennlinien ist ein echter X/Y-Betrieb möglich, wobei auch für die X-Ablenkung der volle Bereich von 5 mV/cm...

**20 V/cm zur Verfügung steht.**  
**40-MHz-Oszilloskop GO 40 Z:** Helle Oszillogramme durch 12-kV-Nachbeschleunigungsspannung, echter X/Y-Betrieb, beide Kanäle invertierbar. Kein Nachstellen des Triggerpegels bei Signaländerungen. Dafür sorgt eine Triggerpegelautomatik und eine spezielle TV-Schaltung bei Videosignalen. Parallaxenfreies Ablesen durch Innenrasterröhre. Verzögerungsleitung DC/AC-Trigger. Fakten, die Sie nicht bei jedem Oszilloskop finden.

Das Hochformat bietet dem Anwender große Vorteile wie geringen Platzbedarf und Bildschirm in Sichthöhe. Das stabile

Metallgehäuse läßt auch Einsätze unter Industriebedingungen zu; für den Transport steht zum Schutz der Bedienelemente eine passende Frontschutzhülle zur Verfügung.

Ausführliche Informationen auch über HF/NF-Generatoren, Voltmeter und Netzgeräte erhalten Sie durch  
**GRUNDIG AG**  
 Geschäftsbereich ELECTRONIC  
 Würzburger Straße 150  
 8510 Fürth/Bay.  
 Telefon 09 11/7330-1  
 Telex 06-23435

**GRUNDIG**  
 electronic